

10/523755

PATENT

450100-04728

DT12 Rec'd PCT/PTO 08 FEB 2005

BEST AVAILABLE COPY

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Masayuki YASUMURA
International Application No.: PCT/JP03/10151
International Filing Date: August 8, 2003
For: SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

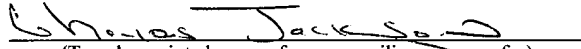
745 Fifth Avenue
New York, NY 10151

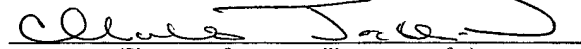
EXPRESS MAIL

Mailing Label Number: EV375019437US

Date of Deposit: February 8, 2005

I hereby certify that this paper or fee is being deposited with the United States Postal Service "Express Mail Post Office to Addressee" Service under 37 CFR 1.10 on the date indicated above and is addressed to Mail Stop PCT, Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.


(Typed or printed name of person mailing paper or fee)


(Signature of person mailing paper or fee)

CLAIM OF PRIORITY UNDER 37 C.F.R. § 1.78(a)(2)

Mail Stop PCT
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Pursuant to 35 U.S.C. 119, this application is entitled to a claim of priority to Japan Application Nos. 2002-233631, 2002-233630 and 2003-188344 filed 9 August 2002, 9 August 2002 and 30 June 2003.

Respectfully submitted,

FROMMER LAWRENCE & HAUG LLP
Attorneys for Applicant

By: 

William S. Frommer
Reg. No. 25,506
Tel. (212) 588-0800

10/523755

DT12 Rec'd PCT/PTO 08 FEB 2005

FLH Ref. No.: 450100-04728

New Patent Application filed February 8, 2005 entitled:

SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

Corresponding to PCT Application No. PCT/JP03/10151

Filed August 8, 2003

"Express Mail" mailing label number

EV375019437US

Date of Deposit

February 8, 2005

I hereby certify that this paper or fee, and a patent application and accompanying papers, are being deposited with the United States Postal Service "Express Mail Post Office to Addressee" service under 37 CFR 1.10 on the date indicated above and are addressed to the Commissioner for Patents, Mail Stop PCT, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.



(Typed or printed name of person mailing paper or fee)



(Signature of person mailing paper or fee)

08 SEP 2005

PCT/JP03/10151

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

08.08.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年 8月 9日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-233631
[ST. 10/C]: [JP2002-233631]

REC'D 26 SEP 2003

WIPO PCT

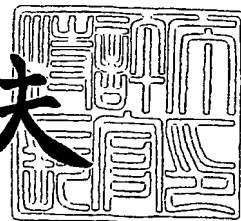
出 願 人
Applicant(s): ソニー株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年 9月11日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3074550

【書類名】 特許願

【整理番号】 0290496501

【提出日】 平成14年 8月 9日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/00

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区東五反田2丁目20番4号 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内

 【氏名】 安村 昌之

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100086841

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 脇 篤夫

【代理人】

 【識別番号】 100114122

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 鈴木 伸夫

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 014650

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9710074

 【包括委任状番号】 0007553

【プルーフの要否】

要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段と、

磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、上記一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、上記二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、上記一次巻線と上記二次巻線の巻線数を設定して構成され、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、所要のタイミングでもって部分共振動作を行う二次側部分

電圧共振回路と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

を備えていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

スイッチング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界があることがわかっている。

そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】

図13は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできる電源回路の構成例を示す回路図である。この電源回路には自励式の電流共振形コンバータが採用されている。

【0004】

この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）から直流入力電圧（整流平滑電圧E_i）を生成するための整流回路系とし

て、図示するように、2本の低速リカバリ型の整流ダイオードD1, D2と、2本の平滑コンデンサC i 1, C i 2を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサC i 1-C i 2の両端に、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧E i を生成する。

この電源回路のスイッチングコンバータは、図示するように、2つのスイッチング素子Q1, Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサC i 1の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子Q1, Q2には、耐圧400Vのバイポーラトランジスタ(BJT; 接合型トランジスタ)が採用される。

【0005】

このスイッチング素子Q1, Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1, RS2が挿入される。

また、スイッチング素子Q1, Q2のベース-エミッタ間にはクランプダイオードDD1, DD2がそれぞれ挿入されている。この場合、クランプダイオードDD1のカソードはスイッチング素子Q1のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q1のエミッタと接続される。また、同様にクランプダイオードDD2のカソードはスイッチング素子Q2のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q2のエミッタと接続される。

【0006】

スイッチング素子Q1のベースとスイッチング素子Q2のコレクタ間に対しては、ベース電流制限抵抗RB1、共振用コンデンサCB1、駆動巻線NB1からなる直列接続回路が挿入される。共振用コンデンサCB1は自身のキャパシタンスと、駆動巻線NB1のインダクタンスLB1と共に直列共振回路を形成する。

同様に、スイッチング素子Q2のベースと一次側アース間に対しては、ベース電流制限抵抗RB2、共振用コンデンサCB2、駆動巻線NB2からなる直列接続回路が挿入されており、共振用コンデンサCB2と駆動巻線NB2のインダクタンスLB2と共に自励発振用の直列共振回路を形成する。

【0007】

直交形制御トランスPRT (Power Regulating Transformer) は、スイッチン

グ素子Q1、Q2を駆動すると共に、後述するようにして定電圧制御を行う。

この直交形制御トランスPRTは、駆動巻線NB1、NB2及び共振電流を検出する共振電流検出巻線NAが巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線NCが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルである。

この直交形制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻装方向に共振電流検出巻線NA、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記共振電流検出巻線NA、及び駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0008】

この場合、駆動巻線NB1の一端は、共振用コンデンサCB1-抵抗RB1の直列接続を介してスイッチング素子Q1のベースに接続され、他端はスイッチング素子Q2のコレクタに接続される。駆動巻線NB2の一端はアースに接地されると共に、他端は共振用コンデンサCB2-抵抗RB2の直列接続を介してスイッチング素子Q2のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。

また、共振電流検出巻線NAの一端はスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタとの接続点（スイッチング出力点）に対して接続され、他端は後述する絶縁コンバータトランス（Power Isolation Transformer）PITの一次巻線N1の一端に対して接続される。なお、共振電流検出巻線NAの巻数（ターン数）は例えば1T（ターン）程度とされている。

【0009】

絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、図11に示すように、例えばフェライト材によるE字型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたE-E字型コアが備えられ、このE-E字型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と二次巻線N2（N3）とが分割された状

態で巻装されている。この場合、分割ボビンBには、約60mm ϕ のリッツ線を、がら捲きにより巻回して一次巻線N1と二次巻線N2（N3）とをそれぞれ巻装して構成するようにしている。

またこの場合、E-E字型コアの中央磁脚に対しては0.5mm～1.0mmのギャップGを形成するようにしている、これによって、一次巻線N1と二次巻線N2（N3）の結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ の疎結合の状態を得るようにしている。

【0010】

絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、共振電流検出巻線NAを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる一次側直列共振コンデンサC1を介して一次側アースに接地されている。

この場合、上記一次側直列共振コンデンサC1、及び一次巻線N1は直列に接続され、この一次側直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成するようにしている。

【0011】

また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサCpが並列に接続されており、この一次側部分電圧共振コンデンサCpと一次巻線N1のリーケージインダクタンスとにより部分電圧共振回路を形成する。これにより、スイッチング素子Q1、Q2を零電圧スイッチング（ZVS：Zero Voltage Switching）動作、及び零電流スイッチング（ZCS：Zero Current Switching）動作させるようにしている。

【0012】

この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（L1-C1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（Cp//L1）とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わせられた形式を採っていることになる。本明細書では、このようなスイッチングコンバータについて、複合共振形コンバータということにする。

【0013】

また、この図における絶縁コンバータトランス P I T の二次側には、二次巻線 N2, N3 がそれぞれ独立して巻装されている。そして、二次巻線 N2 に対してはブリッジ整流回路 DBR 及び平滑コンデンサ C01 を接続することで、二次側直流出力電圧 E01 を生成するようにしている。また、二次巻線 N3 に対してはセンタータップを設けた上で、二次巻線 N3 に、それぞれ整流ダイオード D01, D02、及び平滑コンデンサ C02 を図のように接続することで [整流ダイオード D01, D02、平滑コンデンサ C02] から成る両波整流回路を形成して二次側直流出力電圧 E02 を生成するようにしている。

この場合、二次側直流出力電圧 E01 は制御回路 1 に対しても分岐して入力される。

【0014】

制御回路 1 は、例えば二次側の直流出力電圧 E01 のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流として直交形制御トランス P R T の制御巻線 NC に供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

【0015】

上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗 RS1, RS2 を介してスイッチング素子 Q1, Q2 のベースに起動電流が供給され、例えばスイッチング素子 Q1 が先にオンになったとすれば、スイッチング素子 Q2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q1 の出力として、共振電流検出巻線 NA → 一次巻線 N1 → 一次側直列共振コンデンサ C1 に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q2 がオン、スイッチング素子 Q1 がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q2 を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子 Q1, Q2 が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始され

る。

このように、平滑コンデンサ C_i の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子 Q_1 , Q_2 が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線 N_2 , N_3 に交番出力を得る。

【0016】

また、直交形制御トランス PRT による定電圧制御は次のようにして行われる。

例えば、交流入力電圧や負荷電力の変動によって二次側直流出力電圧 E_{01} が変動したとすると、制御回路 1 では二次側直流出力電圧 E_{01} の変動に応じて制御巻線 NC に流れる制御電流のレベルを可変制御する。

この制御電流により直交形制御トランス PRT に発生する磁束の影響で、直交形制御トランス PRT においては飽和傾向の状態が変化し、駆動巻線 NB_1 , NB_2 のインダクタンスを変化させるように作用する。これにより自励発振回路の条件が変化してスイッチング周波数 f_s が変化するように制御される。

この図に示す電源回路では、一次側直列共振コンデンサ C_1 、及び一次巻線 N_1 の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数 f_s を設定しており、例えばスイッチング周波数 f_s が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数 f_s が離れていくようにされる。これにより、スイッチング出力に対する一次側直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。

このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線 N_1 に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側直流出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。

【0017】

また、図 14 は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできる他の電源回路の構成例を示す回路図である。なお、上記図 13 に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

この図 14 に示す電源回路も、2つのスイッチング素子 Q_{11} , Q_{12} をハーフブ

リッジ結合した電流共振形コンバータが備えられているが、その駆動方式は他励式とされている。この場合、スイッチング素子Q11, Q12にはMOS-FETもしくはIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）が採用される。

【0018】

またこの場合は、ブリッジ整流回路Di、及び平滑コンデンサCiからなる整流平滑回路により、商用交流電源ACの交流入力電圧VACを整流平滑化して、例えば交流入力電圧VACのピーク値の1倍に対応する直流入力電圧を生成するようにされる。

【0019】

スイッチング素子Q11, Q12の各ゲートは、発振・ドライブ回路11に接続されている。また、スイッチング素子Q11のドレインは、平滑コンデンサCiの正極と接続され、ソースは一次巻線N1、一次側直列共振コンデンサC1を介して一次側アースに接続される。また、スイッチング素子Q12のドレインは、上記スイッチング素子Q11のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。

また、ここでも、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサCpがスイッチング素子Q12のドレイン-ソース間に対して並列に接続される。

更に、各スイッチング素子Q11, Q12のドレイン-ソース間に対しては、クランプダイオードDD1, DD2が並列に接続されている。

【0020】

上記スイッチング素子Q11, Q12は、発振・ドライブ回路11によって、先に図13において説明したのと同様のスイッチング動作が得られるようにスイッチング駆動される。

つまり、この場合の制御回路1は直流出力電圧E01の変動に応じて変動したレベルの電流又は電圧を、フォトカプラPCを介して一次側の発振・ドライブ回路11に対して供給する。発振・ドライブ回路11では、直流出力電圧E01の安定化が図られるように制御回路1からの出力レベルに応じて、その周期が可変されたスイッチング駆動信号（電圧）をスイッチング素子Q11, Q12のゲートに対して交互に出力する。これによって、スイッチング素子Q11, Q12のスイッチング

周波数 f_s が可変されることになる。

【0021】

この場合、発振・ドライブ回路 11 は、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に対してタップ出力を設けることで形成した三次巻線 N4 に対して、整流ダイオード D3 及びコンデンサ C3 から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧 E3 を入力して動作電源としている。また、起動時においては、起動抵抗 RS を介して整流平滑電圧 E i を入力することで起動するようになっている。

【0022】

図 15 は、上記図 13 に示した電源回路の要部の動作波形を示した図である。

なお、図 14 に示した電源回路の動作波形もほぼ同様とされる。

この場合、まず、商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗 RS1 を介してスイッチング素子 Q1 のベースに起動電流が供給され、スイッチング素子 Q1 がオンになると、スイッチング素子 Q2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q1 の出力として、一次巻線 N1 → 一次側直列共振コンデンサ C1 に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q2 がオン、スイッチング素子 Q1 がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子 Q1、Q2 が交互にオンとなるように制御される。

これにより、スイッチング素子 Q2 がオンとなる期間 TON、及びオフとなる期間 TOFF におけるスイッチング素子 Q2 のコレクターエミッタ間電圧 VQ2 は、図 15 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子 Q2 のコレクタには、図 15 (b) に示すような波形のコレクタ電流 IQ2 が流れることになる。

【0023】

この場合、一次側直列共振コンデンサ C1 に流れる一次側直流共振電流 I1 は、図 15 (c) に示されているような正弦波となり、スイッチング素子 Q1 に負方向の一次側直流共振電流 I1 が流れ、スイッチング素子 Q2 には正方向の一次側直流共振電流 I1 が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子 Q1、Q2 が交互にオン／オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサ C1 と直列接続された一次巻線 N1 には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給されるということがいえる。この一次巻線 N1 に流れる電流に応じて発生する交番電圧

によって、二次巻線N2にも交番電圧が励起されることになる。

そして、上記のようにして二次巻線N2に発生する交番電圧に応じて、二次巻線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧V2としては、図15(e)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧E0の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。(また、このような端子間電圧V2によっては、二次巻線N2に流れる電流が不連続モードであることも示されている。)

【0024】

また、スイッチング素子Q2に対して並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサC_pには、図15(d)に示されているように、スイッチング素子Q1、Q2が、それぞれターンオンまたはターンオフ時の短期間のみ共振電流I_{CP}が流れることになる。つまり、部分電圧共振動作を行うようにされる。

これにより、スイッチング素子Q1、Q2をZVS動作及びZCS動作としてスイッチング素子Q1、Q2におけるスイッチング損失の低減を図るようにしている。

【0025】

図16は、上記図13に示した電源回路の特性例として、交流入力電圧V_{AC}=100V時において、二次側直流出力電圧E₀₁の負荷電力P_oが0W~200Wまで変動した時のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)、スイッチング周波数f_s、スイッチング素子Q2の期間T_{ON}の変化特性を示した図である。

【0026】

この図に示すように、図13に示した電源回路では負荷電力P_oが重くなるにしたがって、スイッチング周波数f_sが低くなるように制御されている。またこれと同時にスイッチング素子Q2がオンとなる期間T_{ON}が長くなるように制御されている。

また、この場合のAC/DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)は、負荷電力P_o=200W時に約91.8%、負荷電力P_o=150W時に約92.4%となり、負荷電力P_o=150W時において最も高効率な状態が得られている。

【0027】

なお、上記図15に示す動作波形及び図16に示す特性を得るにあたっては、図13に示す電源回路の部品素子の定数を次のように選定している。

まず、絶縁コンバータトランスPITについては、一次巻線N1＝二次巻線N2＝45Tを巻装している。また、一次側直列共振コンデンサC1＝0.056μF

一次側部分電圧共振コンデンサCp＝330pFを選定している。

【0028】

また、図17は、先に本出願人が提案した発明に基づいて構成することのできる、先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の回路例を示した図である。なお、上記図13、図14に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源AC＝100V系の条件に対応した構成が採られている。

【0029】

この図に示す電源回路においても、上記図14に示した電源回路と同様、入力整流回路として全波整流平滑回路が備えられる。

また、この電源回路においては、スイッチング素子Q11、Q12をスイッチング駆動するために、例えば汎用のICによる発振・ドライブ・保護回路2が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路2は、発振回路、駆動回路、及び保護回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートに対して印加する。これにより、スイッチング素子Q11、Q12は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。

また、発振・ドライブ・保護回路2の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング動作を制御する。

【0030】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2と、この二次巻線N2よりも少ない巻数による二次巻線N2Aが巻装されている。これらの二次側巻線には、一次巻線N1に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

【0031】

二次巻線N2は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC01から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC01の両端電圧として二次側直流出力電圧E01が得られる。この二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0032】

また、二次巻線N2Aも、センタータップを二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD03、D04、及び平滑コンデンサC02から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC02の両端電圧として二次側直流出力電圧E02が得られる。また、二次側直流出力電圧E02は、制御回路1のための動作電源としても供給される。

【0033】

制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じた検出出力を発振・ドライブ・保護回路2に供給する。発振・ドライブ・保護回路2では、入力された制御回路1の検出出力に応じてスイッチング周波数を可変するようにして、スイッチング素子Q11、Q12を駆動する。このようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング周波数が可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されることになる。

【0034】

ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回路2の動作電源として供給される低圧の直流電圧E3は、約1.7Vが得られるようにされている。

また、上記構成では、両波整流方式により二次側直流電圧E01を得ているが、

例えばセンタータップを設ける代わりに、ブリッジ整流回路を接続するなどして、全波整流方式により得るようにしてもよい。

また、二次側直流電圧 E_{O1} としては、約 135 V が得られるようにされている。そして、この条件の下で、二次巻線 $N2$ のターン数 T について、 $3\text{ V}/T$ 以下となるようにすれば、整流ダイオード D_{O1} , D_{O2} に流れる二次巻線電流は連続モードとなる。また、 $5\text{ V}/T$ 以上となるようにすれば不連続モードとなる。

【0035】

図18は、上記図17に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示す波形図である。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。

この場合、スイッチング素子 Q_{12} がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_{12} のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、図18(a)に示すような波形となり、スイッチング素子 Q_{12} のコレクタには、図18(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。

【0036】

そして、一次巻線 $N1$ の励磁インダクタンス L_1 により負極性の鋸歯状波電流がコレクタ電流 I_{Q2} として流れている期間 A は、負荷側に電力伝送を行わない非電力伝送期間となる。

これに対して、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス成分 L_{11} と直列共振コンデンサ C_1 の静電容量とによる正極性の共振電流がコレクタ電流 I_{Q2} として流れる期間 B は、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間となる。

【0037】

この場合、一次側直列共振コンデンサ C_1 には、図18(d)に示すような一次巻線電流 I_1 が流れることで、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ の両端には、図18(c)に示すように、期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} とで極性が反転する波形の電圧 V_1 が得られる。

また、二次巻線 $N2$ のセンタータップと二次側アースとの間には図18(f)に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線 $N2$ の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、図18(e)に示すような波形の出力が得られる

ことになる。

【0038】

図19には、上記図18に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、図19(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図19(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。そして、この場合は、上記図18(b)に示した波形と比較すれば分かるように、非電力伝送期間Aが拡大している。このことから負荷電力 $P_o=25W$ 時（軽負荷時）には、負荷側への電力伝送が減少して電力変換効率が低下していることが分かる。

【0039】

この場合の一次側直列共振コンデンサC1には、図19(d)に示すような正弦波状の一次巻線電流 I_1 が流れることで、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図19(c)に示すように波形の電圧 V_1 が得られる。

また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には図19(f)に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、図19(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

【0040】

また、図20は、上記図17に示した電源回路についての、負荷電力変動に対する、電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} の変化特性を示している。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ で、負荷電力 $P_o=0W\sim 125W$ の条件での特性が示されている。

この場合、電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)については重負荷となるのに従って高くなっていく傾向を有していることがわかる。つまり、この場合の電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)は、例えば負荷電力 $P_o=125W$ 時においては約92%となっているが、負荷電力 $P_o=50W$ 時には約89%、負荷電力 $P_o=25W$ 時には約8

2. 5%まで低下している。そして、この場合は、無負荷時の交流入力電力は4. 2 Wになっている。

また、スイッチング周波数 f_s は、軽負荷となるのに従って比例的に上昇していく傾向を有している。

また、負荷電力 $P_o = 125$ W時におけるスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} のピーク値は3. 5 A_p、負荷電力 $P_o = 25$ W時におけるスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} のピーク値は3. 0 A_p となる。

【0041】

上記図17に示した電源回路の構成によると、負荷電力 $P_o = 25$ W時には、一次巻線N1のリーケージインダクタンス成分 L_{1l} ($L_{1l} = 42 \mu\text{H}$) と直列共振コンデンサC1の静電容量とにより、正極性の共振電流が流れ、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間Bが短くなる。そして、一次巻線N1の励磁インダクタンス L_1 ($L_1 = 165 \mu\text{H}$) による負極性の鋸歯状波電流が流れる非電力伝送期間Aが長くなる。この結果、図17に示した構成の電源回路では軽負荷時の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が低下することになる。

【0042】

なお、上記図18～図20の各図に示す測定結果を得るにあたっては、図17に示した電源回路について、下記のようにして部品素子を選定している。

まず、絶縁コンバートランスPITについては、ギャップ長 $G = 1.0\text{mm}$ にして結合係数 $k = 0.87$ を選定している。そして、一次巻線 $N_1 = 24$ T、二次巻線 $N_2 = 23$ T + 23 T、三次巻線 $N_4 = 2$ T を巻装している。

また、一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068 \mu\text{F}$ 、一次側部分電圧共振コンデンサ $C_p = 470 \mu\text{F}$ を選定している。

【0043】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記したような先行技術としての電源回路は、負荷電力 P_o が減少するにしたがって、電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が低下する。例えば上記図17に示した電源回路では、負荷電力 $P_o = 50$ W時には電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が約89%まで低下する。さらに負荷電力 $P_o = 25$ W時には電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が

AC/DC) が約 82.5% まで低下する。そして、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ 時の無負荷時においては交流入力電力として約 4.2 W が必要とされていた。特に、先行技術としての電源回路では、例えば 50 W 以下の軽負荷時における電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が著しく低下するという欠点があった。

【0044】

【課題を解決するための手段】

そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段とを備える。

そして、磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、一次巻線と二次巻線の巻線数を設定して構成され、一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスとを備える。

さらに、少なくとも、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路とを備える。

さらにまた、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二

次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、所要のタイミングでもって部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路と、二次側直流出力電圧のレベルに応じて、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段とを備えるようにした。

【0045】

上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路としては、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。また、この場合には、二次側に対しても二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。そのうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とを所要の結合係数以下の疎結合の状態が得られるようにする。そして、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように一次巻線と二次巻線の巻線数を選定するようにしている。

つまり、上記構成においては、一次側電流共振形コンバータ、一次側部分電圧共振回路、及び二次側部分電圧共振回路による複合共振形コンバータとして、疎結合の絶縁コンバータトランスによる一次側から二次側への電力伝送を行うようにされている。そしてこの構成の下で、絶縁コンバータトランスの一次巻線と二次巻線の巻線数を上記した条件の下で設定するようにしている。これによつては、一次巻線または二次巻線の巻線数の増加を図り、これに伴って、一次巻線または二次巻線のリーケージインダクタンスを増加させることが可能になる。

【0046】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について説明していく。

図1は、本発明の第1実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。

この図1に示す電源回路は、一次側に4石構成の自励式による電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振コンデンサによる一次側部分電圧共振回路を備え、二次側に二次側部分電圧共振コンデンサによる二次側部分電圧共振回路を備えた

複合共振形コンバータとしてのスイッチング電源回路である。

この電源回路においては、交流電源ACに対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとしてコモンモードチョークコイルCMCとアクロスコンデンサCLが設けられ、いわゆるラインフィルタを構成する。

そして商用交流電源から直流入力電圧を生成するための整流回路系としては、ブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiからなる全波整流平滑回路が備えられ、交流入力電圧VACの等倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiを生成するようにされる。

【0047】

この図に示す電流共振形コンバータは、図のように4つのスイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4をフルブリッジ結合方式によって接続されている。この場合、スイッチング素子Q1～Q4は、200V耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。

この場合、スイッチング素子Q1、Q3のコレクタは、整流平滑電圧Eiのライン（平滑コンデンサCiの正極端子）と接続される。

そして、スイッチング素子Q1のエミッタは、スイッチング素子Q2のコレクタと接続され、スイッチング素子Q2のエミッタは一次側アースに対して接続される。

また、スイッチング素子Q3のエミッタは、スイッチング素子Q4のコレクタと接続され、スイッチング素子Q4のエミッタは一次側アースに対して接続される。

【0048】

スイッチング素子Q1のベースに対しては、ベース電流制限抵抗RB1ー共振用コンデンサCB1ー駆動巻線NB1を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。ここで、共振用コンデンサCB1ー駆動巻線NB1の直列接続は、共振用コンデンサCB1のキャパシタンスと、駆動巻線NB1のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗RB1は、自励発振駆動回路からスイッチング素子Q1のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整

する。

また、スイッチング素子Q1のベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD1が図示する方向によって接続される。また、スイッチング素子Q1のコレクター－ベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗RS1が接続される。

【 0 0 4 9 】

同様に、スイッチング素子Q2のベースに対しては、ベース電流制限抵抗RB2－共振用コンデンサCB2－駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB2－駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD2が接続され、コレクター－ベース間には起動抵抗RS2が接続される。

【 0 0 5 0 】

また同じくスイッチング素子Q3のベースに対しては、ベース電流制限抵抗RB3－共振用コンデンサCB3－駆動巻線NB3を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB3－駆動巻線NB3によって、直列共振回路が形成される。また、ベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD3が接続され、コレクター－ベース間には起動抵抗RS3が接続される。

【 0 0 5 1 】

また同じくスイッチング素子Q4のベースに対しては、ベース電流制限抵抗RB4－共振用コンデンサCB4－駆動巻線NB4を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB4－駆動巻線NB4によって、直列共振回路が形成される。また、ベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD4が接続され、コレクター－ベース間には起動抵抗RS4が接続される。

【 0 0 5 2 】

スイッチング素子Q2, Q4のコレクター－エミッタ間に対しては、それぞれ並列に一次側部分電圧共振コンデンサCp1, Cp2が接続されている。

この一次側部分電圧共振コンデンサCp1のキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のインダクタンス成分によって、それぞれ並列共振回路（一次側部分電圧共振回路）を形成する。

そして、一次側部分電圧共振コンデンサ C_{p1} は、スイッチング素子 $Q2$, $Q3$ がターンオフする短期間にのみ電圧共振する部分電圧共振動作が得られる。また、一次側部分電圧共振コンデンサ C_{p2} はスイッチング素子 $Q1$, $Q4$ がターンオフする短期間にのみ電圧共振する部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0053】

直交形制御トランス（ドライブトランス） PRT は、スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ をスイッチング駆動すると共に、定電圧制御のためにスイッチング周波数を可変制御するために設けられる。

このドライブトランス PRT は、駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ が巻回されていると共に、駆動巻線 $NB1$ を利用して共振電流検出巻線 NA が巻回されている。さらにこれらの各巻線に対して制御巻線 Nc が直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。なお、この場合は駆動巻線 $NB1$ と駆動巻線 $NB4$ 、及び駆動巻線 $NB2$ と駆動巻線 $NB3$ には、互いに同極性の電圧が励起され、且つ、駆動巻線 $NB1$ と駆動巻線 $NB2$ 、及び駆動巻線 $NB3$ と駆動巻線 $NB4$ には互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。また共振電流検出巻線 NA の巻数（ターン数）は例えば $1T$ （ターン）程度とされている。

【0054】

この場合、直交形制御トランス PRT の共振電流検出巻線 NA に得られたスイッチング出力がトランス結合を介して各駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ に誘起されることで、各駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ にはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する各直列共振回路から各ベース電流制限抵抗 $RB1 \sim RB4$ を介して、ドライブ電流としてスイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のベースに出力される。これにより、各スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ は、直列共振回路の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0055】

絶縁コンバータトランス $PI T$ はスイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のスイッチング出力を二次側に伝送する。

この絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の一端は、直列共振コンデンサ C1、共振電流検出巻線 NA を介してスイッチング素子 Q1 のエミッタとスイッチング素子 Q2 のコレクタの接点に接続される。また一次巻線 N1 の他端は、スイッチング素子 Q3 のエミッタとスイッチング素子 Q4 のコレクタの接点に接続される。これにより、スイッチング素子 Q1、Q4 の組と、スイッチング素子 Q2、Q3 の組が交互にスイッチング動作することで一次巻線 N1 にスイッチング出力が得られるようにされる。

【0056】

そして、上記直列共振コンデンサ C1 のキャパシタンスと、一次巻線 N1 のインダクタンス成分を含む絶縁コンバータトランス P I T の漏洩インダクタンス成分により一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られていることになる。

【0057】

この電源回路のスイッチング動作としては、例えば次のようになる。

先ず、商用交流電源 A C が投入されると、例えば起動抵抗 R S1 ~ R S4 を介してスイッチング素子 Q1 ~ Q4 のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランス P R T の駆動巻線 NB1、NB4 と、駆動巻線 NB2、NB3 は、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子 Q1、Q4 が先にオンになったとすれば、スイッチング素子 Q2、Q3 はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線 NB1 ~ NB4 に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子 Q1 ~ Q4 の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。これにより、スイッチング素子 Q1、Q4 の組と、スイッチング素子 Q2、Q3 の組が交互にオン／オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

【0058】

そして例えばスイッチング素子 Q1、Q4 がオンとなったときには、そのスイッ

チング出力として、共振電流検出巻線NAを介して一次巻線N1及び直列共振コンデンサC1に共振電流が流れる。そして、この共振電流が「0」となる近傍で、スイッチング素子Q1, Q4がオフとなるとともに、スイッチング素子Q2, Q3がオンとなる。これにより、スイッチング素子Q2, Q3を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS及びZCSにより、スイッチング素子Q1, Q4の組と、スイッチング素子Q2, Q3の組が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子Q1~Q4がオン/オフ動作に伴い、スイッチング素子Q1~Q4のターンオン、ターンオフ時の短期間においては、一次側部分電圧共振コンデンサCp1, Cp2に電流が流れる。つまり、部分電圧共振動作が得られる。

【0059】

また、その詳細な構造については後述するが、絶縁コンバータトランスPITを形成するコアの中央磁脚に対して、1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。そして、このようなコアに対して一次巻線N1及び二次巻線N2, N3を巻装し、一次巻線N1と二次巻線N2, N3との結合係数kとしては、例えば0.84以下の疎結合の状態が得られるようにしている。

【0060】

絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に対しては二次側部分電圧共振コンデンサC2が並列に接続される。この二次側部分電圧共振コンデンサC2には、例えばフィルムコンデンサが採用される。そして、この二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路が形成される。

このため、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に交番電圧が励起されることにより、二次側にて部分共振（電圧共振）動作が得られることになる。

つまり、図1に示す電源回路は、一次側では電流共振動作及び部分電圧共振動作が得られると共に、二次側においても部分電圧共振動作が得られる複合共振形コンバータとして構成されていることになる。

【0061】

上記二次巻線N2に対しては、図示するようにしてブリッジ整流回路DBR及び

平滑コンデンサC01が接続されることで全波整流回路が形成される。この全波整流回路の全波整流動作によって、平滑コンデンサC01の両端に二次側直流出力電圧E01が得られるようになっている。二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷に対して供給される。さらに、この二次側直流出力電圧E01は、図示するように制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0062】

また二次側においては、さらに二次巻線N3が巻装される。この二次巻線N3はセンタータップ点が二次側アースに接続されると共に、一端はダイオードD01のアノードに接続され、他端はダイオードD02のアノードに接続される。

そしてダイオードD01、D02のカソードは平滑コンデンサC02の正極側に接続され、これによって両波整流平滑回路が形成されて、例えば低電圧の直流出力電圧E02を得るようにしている。

【0063】

制御回路1は二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じ、制御巻線NCに流す制御電流（直流電流）レベルを可変することで、直交形制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を可変制御する。これにより、各駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を含んで形成されるスイッチング素子Q1～Q4のための各自励発振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化し、スイッチング素子Q1～Q4のスイッチング周波数が可変されて二次側直流出力電圧の安定化を図るようにしている。

【0064】

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、例えば図11又は図12に断面図として示した構造、即ち一对のE-E字型コア又は一对のU-U字型コアを有した構造とされる。

図11是一对のE字型コアを用いた構造例である。

絶縁コンバータトランスPITのコアとしては、図示するようにして、2つのE字型コアCR1、CR2の互いの磁脚の端部を対向させるようにして組み合わせることで、E-E字型コアを形成する。またこの場合、E字型コアCR1、CR2の各中央磁脚が対向する面には、1.5mm以上のギャップGを形成するよう

にしている。

なお、E字型コアCR1, CR2には、例えばフェライト材を用いるようにされる。

そして、本実施の形態では、上記のようにして形成されるE-E字型コア(CR1, CR2)に対して一次巻線N1及び二次巻線N2, N3を巻装するために、一次/二次分割ボビンBを用いるようにされる。

【0065】

図12は一对のU字型コアを用いた構造例である。

この場合の絶縁コンバータトランスPITは、そのコアとして、図12に示すように、それぞれ2本の磁脚を有するU字型コアCR11, CR12が組み合わせられ、U-U字型コアを形成するようにされる。

さらに、上記のようにして形成されるU-U字型コアの一方の磁脚に対しては、図示するようにして一次巻線N1と二次巻線N2, N3とを互いに分割された巻装領域に巻装したボビンBが取り付けられる。

また、この場合も、上記のように形成されるU-U字型コアの中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。

【0066】

このように本実施の形態の電源回路では、絶縁コンバータトランスPITを、図11、図12のいずれにより構成した場合でも、E-E字形コアCR1, CR2またはU-U字形コアCR11, CR12の中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成して一次巻線N1と二次巻線N2とが疎結合状態となるようにしている。

【0067】

さらに図1に示した電源回路では、二次側直流出力電圧E01として、約135Vが得られるようにされている。そして、この条件の下で、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が5V以上となるように、二次巻線N2の巻線数を選定して、二次巻線N2の巻線数の増加を図ることで、重負荷時から軽負荷時において電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)の向上を図るようにしている。

【0068】

図2に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の各部の動作波形を示す。

また図3に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 200\text{ W}$ の変動に対するAC/DC電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) 及びスイッチング周波数 f_s の変化特性を示す。

なお、図2、図3に示す測定結果を得るにあたっては、上記図1に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバートランスPITについては、ギャップ $G = 2.0\text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N_1 =$ 二次巻線 $N_2 = 23\text{ T}$ 、励磁インダクタンス $L_1, L_2 = 145\text{ }\mu\text{H}$ 、リーケージインダクタンス $L_{11}, L_{21} = 43\text{ }\mu\text{H}$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.082\text{ }\mu\text{F}$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ $C_2 = 3300\text{ pF}$ を選定している。

【0069】

図2に示すように、電源回路のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ の動作は、同図(a)に示すスイッチング素子 Q_1 のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q1} と、同図(c)に示すスイッチング電流 I_{Q1}, I_{Q4} 、及び同図(d)に示すスイッチング電流 I_{Q2}, I_{Q3} により示される。この場合、スイッチング素子 Q_1, Q_4 は、期間 T_{ON} においてオンとなり、期間 T_{OFF} においてオフとなるようにスイッチング動作を行う。

【0070】

ここで、スイッチング素子 Q_1, Q_4 がオンになると、スイッチング素子 $Q_1 \rightarrow$ 一次側直列共振コンデンサ $C_1 \rightarrow$ 一次巻線 $N_1 \rightarrow$ スwitchング素子 Q_4 の経路で共振電流が流れる。そして、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q_2, Q_3 がオン、スイッチング素子 Q_1, Q_4 がオフとなるように制御されることで、スイッチング素子 $Q_3 \rightarrow$ 一次巻線 $N_1 \rightarrow$ 一次側直列共振コンデンサ $C_1 \rightarrow$ スwitchング素子 Q_2 の経路で共振電流が流れる。以降はスイッチング素子 Q_1, Q_4 とスイッチング素子 Q_2, Q_3 が交互にオンとなるように制御される。

【0071】

また、スイッチング素子Q2に並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp1には、スイッチング素子Q2がターンオンまたはターンオフする短期間において、図2(b)に示すような部分共振電流 I_{CP} が流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q4に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp2にもスイッチング素子Q4がターンオンまたはターンオフする短期間において部分共振電流が流れることになる。

【0072】

また、図1に示す電源回路では、スイッチング素子Q1、Q4のコレクターエミッタ間を流れる電流 I_{Q1} 、 I_{Q4} は、図2(c)に示すように、スイッチング素子Q1、Q4がオンとなる期間TONのほぼ中央付近において電流レベルが減少したM字形の波形となっている。また、スイッチング素子Q2、Q3に流れる電流 I_{Q2} 、 I_{Q3} も、上記電流 I_{Q1} 、 I_{Q4} とは180度位相のずれた波形で、図2(d)に示すようなM字形の波形となっている。

従って、この図2(c)(d)に示す電流 $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ の波形と、上記図15(b)に示した先行技術としての電源回路の電流 I_{Q2} の波形とを比較すれば、図1に示した電源回路のほうが各電流 $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ の波形がM字形になっている分だけ、ピーク値が減少していることが分かる。

【0073】

このように図1に示した電源回路のスイッチング素子Q1～Q4のコレクターエミッタ間を流れる電流 $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ がM字形の波形になるのは、絶縁コンバータトランスPITのギャップ長Gをこれまでより拡大して、その結合係数 k の低下を図るようにしたこと。及び、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 V_2 を例えば $5.0V/T$ 以上となるように二次巻線N2の巻線数を選定したこと。さらに、二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値として、これまでより大きい容量値を選定したことによる。

【0074】

この結果、二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンス L_{21} との部分電圧共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直流共振電流 I_1 が、図2(e)に示されてい

るようなM字形の波形になることによるものとされる。

【0075】

この場合、スイッチング素子Q1, Q4には正方向の一次側直流共振電流 I_1 が流れ、スイッチング素子Q2, Q3には負方向の一次側直流共振電流 I_1 が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子Q1, Q4の組と、スイッチング素子Q2, Q3の組が交互にオン／オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサC1と直列接続された一次巻線N1には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給されることになる、そして、この一次巻線N1に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線N2にも交番電圧が励起されることになる。

【0076】

そして、上記のようにして二次巻線N2に発生する交番電圧に応じて、二次巻線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧V2としては、図2 (g) に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧E0の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。

また、ブリッジ整流回路DBRからは、図2 (h) に示すような波形の電流 I_D が出力されることになる。また、ブリッジ整流回路DBRに発生する電圧V2がゼロレベルとなるゼロクロス付近では、図2 (f) に示すような共振電流 I_{C2} が二次側部分電圧共振コンデンサC2に流れていることから、二次側で部分電圧共振動作が得られていることが分かる。

【0077】

また、図1に示す電源回路は、図3に示されるように、負荷電力 P_o が重くなるに従い、スイッチング周波数 f_s が低くなるように制御されている。つまり、スイッチング周波数制御によって二次側直流出力電圧E01の定電圧制御を行っていることが分かる。

【0078】

具体的には、図1に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの1.0mmから2.0mmに拡大して、結合係数kを0.87から0.81まで低下させるようにしたこと。そして二次巻線N2の1ター

ンあたりの誘起電圧 $V_2 = 5.9 \text{ V/T}$ に設定して不連続動作モードとしたこと。さらに、二次側部分電圧共振コンデンサ C_2 の容量値として 3300 pF を選定したことによるものとされる。

【0079】

この結果、二次側部分電圧共振コンデンサ C_2 のキャパシタンスと、二次巻線 N_2 のリーケージインダクタンス L_{2l} との部分電圧共振作用により、一次側直列共振コンデンサ C_1 に流れる一次側直流共振電流 I_1 の波形も M 字形の波形とすることができる。そして、これに伴って、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を流れる電流 $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ の電流波形を M 字形の波形とすることができる。

これにより、負荷電力 $P_o = 200 \text{ W} \sim 0 \text{ W}$ の範囲において一次側を流れる電流 I_1 , $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ のピークレベルを低下させることができ、負荷電力 $P_o = 200 \text{ W} \sim 0 \text{ W}$ における電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) の向上を図ることができる。

【0080】

実験によれば、上記図 13 に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 200 \text{ W}$ (重負荷時) の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が約 91.8% であったのに対して、図 1 に示す電源回路では約 93.0% まで向上させることができる。

また、上記図 13 に示した電源回路の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) と、図 1 に示した電源回路の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) を比較した場合、負荷電力 $P_o = 150 \text{ W}$ 時は約 92.4% から約 93.6%、負荷電力 $P_o = 100 \text{ W}$ 時は約 92.0% から約 94.0%、負荷電力 $P_o = 50 \text{ W}$ 時は約 87.0% から約 93.0%、負荷電力 $P_o = 25 \text{ W}$ 時は約 82.0% から約 91.3% まで向上させることができる。さらに、負荷電力 $P_o = 0 \text{ W}$ の無負荷時の入力電力も約 3.5 W から約 1.7 W まで低減させることができる。

【0081】

この結果、図 1 に示す電源回路は、上記図 13 に示した電源回路と比較して、負荷電力 $P_o = 200 \text{ W}$ 時に約 4.8 W、負荷電力 $P_o = 150 \text{ W}$ 時に約 2.0 W、負荷電力 $P_o = 100 \text{ W}$ 時に約 2.3 W、負荷電力 $P_o = 50 \text{ W}$ 時に約 3.7 W、負荷電力 $P_o = 25 \text{ W}$ 時に約 3.1 W、負荷電力 $P_o = 0 \text{ W}$ 時に約 1.8 W の交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

【0082】

また、図1に示す電源回路は、入力整流平滑回路を形成している入力整流回路を全波整流回路により構成することができるため、入力整流平滑回路の平滑コンデンサは1つでよく、またスイッチング素子をフルブリッジ結合により構成したことで、スイッチング素子Q1～Q4の耐圧も400Vから200Vのものを選定可能になるため、回路コストダウンを図ることができる。

さらにスイッチング素子のスイッチング特性の向上するため、スイッチング素子における発熱が低減し、スイッチング素子に対する放熱板が不要になるという利点もある。

【0083】

図4は、上記図1に示した電源回路に適用可能な他の二次側回路の構成を示した図である。

この図4に示す二次側回路においては、二次巻線(N2+N3)にセンタータップが設けられ、このセンタータップが二次側アースに接地される。そして二次巻線N2の一端及び他端は、それぞれ整流ダイオードD011、D012のアノードに接続される。そして、これら整流ダイオードD011、D012のカソードが、それぞれ平滑コンデンサC01の正極端子に接続されており、これにより両波整流回路が形成され、平滑コンデンサC01の両端に直流出力電圧E01が得られるようにしている。

【0084】

また、同様に二次巻線N3の一端及び他端はそれぞれ整流ダイオードD013、D014のアノードに接続され、これら整流ダイオードD013、D014のカソードを、それぞれ平滑コンデンサC02の正極端子に接続される。これにより、平滑コンデンサC02の両端に直流出力電圧E02が得られるようにしている。

そして、この場合も絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に対しては、二次側部分電圧共振コンデンサC2が並列に接続して構成することも可能である。

【0085】

この場合、二次巻線 $N2+N3=23T$ が選定される、また、二次側部分電圧共

振コンデンサC2は1000 pFの小容量コンデンサが選定される。また、この場合も二次巻線N2, N3に流れる電流は不連続動作モードとなる。

【0086】

図5は、本発明の第2の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、図1と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源AC=100V系の条件に対応した構成が採られている。

【0087】

この図に示す電源回路においては、先ず、商用交流電源ACに対して、ブリッジ整流回路Di及び1本の平滑コンデンサCiから成る全波整流平滑回路が備えられる。そして、これらブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiの全波整流動作によって、平滑コンデンサCiの両端には整流平滑電圧Ei（直流入力電圧）が得られることになる。この整流平滑電圧Eiは、交流入力電圧VACの等倍に対応したレベルとなる。

【0088】

上記直流入力電圧を入力してスイッチングする電流共振形コンバータとしては、図示するようにして、MOS-FET若しくはIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）による2本のスイッチング素子Q11, Q12をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子Q11, Q12の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオードDD1, DD2を並列に接続している。

【0089】

また、スイッチング素子Q12のドレインソース間に対しては、一次側部分電圧共振コンデンサCpが並列に接続される。この一次側部分電圧共振コンデンサCpのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL11によって並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q11, Q12のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0090】

この図5に示す電源回路においては、スイッチング素子Q11、Q12をスイッチング駆動するために、例えば汎用のICによる発振・ドライブ・保護回路2が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路2は、発振回路、駆動回路、及び保護回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートに対して印加する。これにより、スイッチング素子Q11、Q12は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。

また、発振・ドライブ・保護回路2の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング動作を制御する。

【0091】

また、この発振・ドライブ・保護回路2は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に対してタップ出力を設けて形成した三次巻線N4に対して、整流ダイオードD3及びコンデンサC3から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧E3を入力して動作電源としている。また、起動時においては、起動抵抗RSを介して整流平滑電圧E_iを入力することで起動するようになっている。

【0092】

絶縁コンバータトランスPITはスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部は、一次側直列共振コンデンサC1の直列接続を介して、スイッチング素子Q11のソースとスイッチング素子Q12のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が伝達されるようになっている。

また、一次巻線N1の巻終わり端部は一次側アースに接続される。

ここで、上記一次側直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL11によって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成する。

【0093】

即ち、この電源回路もまた、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して、他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

【0094】

この場合の絶縁コンバータトランスPITの構造も、上記図11、図12に断面図として示した構造、即ち一对のE-E字型コア又は一对のU-U字型コアを有した構造とされる。

【0095】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2と、この二次巻線N2よりも少ない巻数による二次巻線N2Aが巻装されている。これらの二次側巻線には、一次巻線N1に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

【0096】

二次巻線N2は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC01から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC01の両端電圧として二次側直流出力電圧E01が得られる。この二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0097】

また二次巻線N2Aも、センタータップを二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD03、D04、及び平滑コンデンサC02から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC02の両端電圧として二次側直流出力電圧E02が得られる。また、二次側直流出力電圧E02は、制御回路1のための動作電源としても供給される。

【0098】

制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じた検出出力を発振・ドライブ・保護回路2に供給する。発振・ドライブ・保護回路2では、入力さ

れた制御回路 1 の検出出力に応じてスイッチング周波数を可変するようにして、スイッチング素子 Q11, Q12 を駆動する。このようにしてスイッチング素子 Q11, Q12 のスイッチング周波数が可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されることになる。

【0099】

ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回路 2 の動作電源として供給される低圧の直流電圧 E3 は、約 1.7 V が得られるようにされている。

【0100】

そして、この図に示す電源回路においても、上記図 1 に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランス P I T を、上記図 11、図 12 のいずれかの構成のように、E-E 字形コア C R 1, C R 2 または U-U 字形コア C R 11, C R 12 の中央磁脚に対して 1.5 mm 以上のギャップ G を形成して一次巻線 N1 と二次巻線 N2 を疎結合状態にしている。

【0101】

さらに、この図 5 に示す電源回路においても、二次側直流出力電圧 E01 として、約 135 V が得られるようにされている。そして、このような条件のもとで、一次巻線 N1 の巻数の増加を図ることで、後述するように重負荷時から軽負荷時にわたって電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) の向上を図るようにしている。

【0102】

図 6、図 7 は、上記図 5 に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示した波形図である。図 6 には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。また、図 7 には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。

さらに図 8 には、電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} の変化特性が示されている。

【0103】

なお、図 6～図 8 に示す測定結果を得るにあたっては、上記図 5 に示した電源

回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

まず、絶縁コンバータトランス P I T については、ギャップ $G = 1.5 \text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.84$ を選定している。そして、一次巻線 $N1 = 28 \text{ T}$ 、二次巻線 $N2 = 23 \text{ T} + 23 \text{ T}$ を巻装している。この場合の一次巻線 $N1$ の励磁インダクタンス $L1 = 186 \mu\text{H}$ 、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L1l = 56 \mu\text{H}$ 、二次巻線 $N2$ の励磁インダクタンス $L2 = 145 \mu\text{H}$ 、二次巻線 $N2$ のリーケージインダクタンス $L2l = 43 \mu\text{H}$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.047 \mu\text{F}$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2 = 1200 \text{ pF}$ を選定している。

【0104】

図 6 に示す場合、スイッチング素子 $Q12$ がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 $Q12$ のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、図 6 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子 $Q12$ のコレクタには、図 6 (b) に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。

そしてこの場合もスイッチング素子 $Q12$ を流れる電流 I_{Q2} は、図 6 (b) に示すように、スイッチング素子 $Q12$ がオンとなる期間 T_{ON} のほぼ中央付近において電流レベルが減少した M 字形の波形となっている。また、図示していないがスイッチング素子 $Q11$ にも、上記電流 I_{Q2} とは 180 度位相のずれた M 字形の電流 I_{Q1} が流れることになる。

【0105】

このように、図 5 に示した電源回路のスイッチング素子 $Q11$ 、 $Q12$ を流れる電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} が M 字形の波形となるのは、絶縁コンバータトランス P I T のギャップ長 G をこれまでより拡大して、その結合係数 k の低下を図るようにしたこと。そして、一次巻線 $N1$ の巻線数を増加して一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L1l$ の増加したこと。さらに二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ の容量値として、これまでより大きい容量値を選定したことによるものとされる。

即ち、図 5 に示す電源回路においては、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ のキャパシタンスと、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L1l$ との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサ $C1$ に流れる一次側直流共振電流 I_1 が、

図6 (d) に示されているようなM字形の波形となるようにしている。

【0106】

また、この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図6 (c) に示すように、期間TONと期間TOFFとで極性が反転する波形の電圧V1が得られる。また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には図6 (f) に示すような二次側電流IDが流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧V2は、図6 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

【0107】

図7は、上記図6 に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間TON、及びオフとなる期間TOFFにおけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧VQ2は、図7 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図7 (b) に示すような波形のコレクタ電流IQ2が流れることになる。そして、この場合も、二次側部分電圧共振コンデンサC2と一次巻線N1のリーケージインダクタンスL11との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直流共振電流I1は、図7 (d) に示されているような波形になる。

【0108】

この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図7 (c) に示すように波形の電圧V1が得られる。また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には図7 (f) に示すような二次側電流IDが流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧V2は、図7 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

【0109】

また図6、図7に示した動作波形と、図18、図19に示した先行技術の電源回路の動作波形とを比較すれば分かるように、図5に示した電源回路のほうが、スイッチング素電流IQ2、及び一次側直列共振電流I1のピーク値を低くするこ

とができるので、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$ にわたって電力変換効率が向上していることがわかる。

【0110】

具体的には、図5に示す電源回路では、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの1.0mmから1.5mmに拡大して結合係数 k を0.87から0.84まで低下させたこと。及び一次巻線N1の巻線数を24Tから28Tまで増加して一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{11} を $42\text{ }\mu\text{ H}$ から $56\text{ }\mu\text{ H}$ まで増加を図ることで、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V_2 = 5.87\text{ V/T}$ に設定したこと。さらに、二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値として 1200 pF を選定したことによる。

【0111】

この結果、二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{11} との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直流共振電流 I_1 の波形はM字形の波形となる。

これに伴って、スイッチング素子Q1, Q2を流れる電流 I_{Q1} , I_{Q2} をM字形の波形とすることができる。これにより、負荷電力 $P_o = 200\text{ W} \sim 0\text{ W}$ の範囲において、一次側を流れる電流 I_1 , I_{Q1} , I_{Q2} のピークレベルを低下させることができるため、負荷電力 $P_o = 200\text{ W} \sim 0\text{ W}$ における電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) の向上を図ることが可能になる。

【0112】

実験によれば、上記図17に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) が約92.0%であったが、図5に示す電源回路では約93.1%まで向上させることができる。

また、上記図17に示した電源回路の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) と、図1に示した電源回路の電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$) を比較した場合、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時は約92.0%から約93.7%、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 時は、約91.5%から約93.4%、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時は約89.0%から約92.1%、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時は約82.5%から約85.8%まで向上させることができる。さらに、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ の無負荷時の入力電力も約4.2Wか

ら約1.7Wまで低減させることができる。

【0113】

この結果、図5に示す電源回路では、上記図17に示した電源回路と比較して、負荷電力 $P_o = 125\text{W}$ 時に約1.6W、負荷電力 $P_o = 100\text{W}$ 時に約2.0W、負荷電力 $P_o = 75\text{W}$ 時に約1.7W、負荷電力 $P_o = 50\text{W}$ 時に約1.9W、負荷電力 $P_o = 25\text{W}$ 時に約1.2W、負荷電力 $P_o = 0\text{W}$ 時に約2.5Wの交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

【0114】

また、図8に示されるように、図5に示す電源回路は、負荷電力 P_o が重くなるに従って、スイッチング周波数 f_s が低くなるように制御されている。つまり、スイッチング周波数 f_s が軽負荷になるにしたがって、スイッチング周波数 f_s が比例的に上昇していく傾向を有している。

そして、例えば図5に示した電源回路の負荷電力 $P_o = 125\text{W} \sim 25\text{W}$ の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲は、約61.7kHz \sim 64.9kHzとされる。

これに対して、上記図17に示した電源回路の負荷電力 $P_o = 125\text{W} \sim 25\text{W}$ の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲は、約62.5kHz \sim 65.8kHzとされる。従って、図5に示した電源回路と図17に示した電源回路では、負荷電力 $P_o = 125\text{W} \sim 25\text{W}$ の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲がほぼ同等とされる。

【0115】

また、負荷電力 $P_o = 125\text{W}$ 時における交流入力電圧 V_{AC} の入力電圧変動（85V \sim 140V）に対するスイッチング周波数 f_s の制御範囲は、図17に示した電源回路は、約52.1kHz \sim 76.9kHzであるのに対して、図5に示した電源回路は、約58.8kHz \sim 74.6kHzとされる。従って、図5に示した電源回路のほうが、負荷電力 $P_o = 125\text{W}$ 時における入力電圧変動に対するスイッチング周波数 f_s の制御範囲が約9kHz少なくて済むという利点がある。

【0116】

図 9 は、本発明の第 3 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、この図において、図 1 及び図 5 と同一部分には、同一符号を付して説明を省略する。

【0117】

先ず、この図に示す電源回路においては、2 石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合した電流共振形コンバータとして、自励式の構成を採っている。

また、この図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧 V_{AC} ）から直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）を生成するための整流回路系として、図示するように、2 本の低速リカバリ型の整流ダイオード D_1 , D_2 と、2 本の平滑コンデンサ C_{i1} , C_{i2} を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサ C_{i1} - C_{i2} の両端に、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍に対応する整流平滑電圧 E_i を生成する。

【0118】

またこの場合の、2 石のスイッチング素子 Q_1 , Q_2 については、BJT（バイポーラトランジスタ）が選定されている。

この場合のスイッチング素子 Q_1 のコレクタは、平滑コンデンサ C_{i1} の正極端子と接続される。スイッチング素子 Q_1 のエミッタは、スイッチング素子 Q_2 のコレクタと接続され、スイッチング素子 Q_2 のエミッタは一次側アースに対して接続される。つまり、スイッチング素子 Q_1 , Q_2 は、ハーフブリッジ結合方式によって接続されている。

【0119】

また、スイッチング素子 Q_1 のベースに対しては、共振用コンデンサ C_{B1} - ベース電流制限抵抗 R_{B1} - 駆動巻線 N_{B1} を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。この自励発振駆動回路においては、共振用コンデンサ C_{B1} のキャパシタンスと、駆動巻線 N_{B1} のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗 R_{B1} は、自励発振駆動回路からスイッチング素子 Q_1 のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整する。

【0120】

また、スイッチング素子Q1のベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD1が図示する方向によって接続されることで、オン期間における逆方向電流経路を形成する。また、平滑コンデンサC_iの正極端子とスイッチング素子Q1のベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗R_{s1}が接続される。

【0121】

同様にして、スイッチング素子Q2のベースに対しては、共振用コンデンサCB2－ベース電流制限抵抗RB2－駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB2及び駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベース－エミッタ間には、ダンパーダイオードDD2が接続され、コレクター－ベース間には起動抵抗R_{s2}が接続される。

【0122】

また、スイッチング素子Q2のコレクター－エミッタ間に対しては、並列に一次側部分電圧共振コンデンサC_pが接続されている。

この場合にも、一次側部分電圧共振コンデンサC_pのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL₁₁によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0123】

ドライブトランスPRTは、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチング駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御して定電圧化を図るために設けられる。

このドライブトランスPRTは、駆動巻線NB1、NB2及び共振電流検出巻線NDを巻回するとともに、更にこれらの各巻線に対して制御巻線N_cが直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。なお、駆動巻線NB1と、駆動巻線NB2は、互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。

【0124】

この場合にも、絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。

この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、巻終わり端部は、直列共振コンデンサC1-共振電流検出巻線NDを介して、スイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接続点に（スイッチング出力点）に接続される。これにより、一次巻線N1には、スイッチング出力が得られるようにされる。

【0125】

また、この場合にも、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL1とにより、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしても、電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られる、複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

【0126】

この電源回路のスイッチング動作としては、例えば次のようになる。

先ず商用交流電源ACが投入されると、例えば起動抵抗 R_{s1} 、 R_{s2} を介してスイッチング素子Q1、Q2のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、NB2には、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子Q1が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線NB1、NB2に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子Q1、Q2の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。これにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオン／オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

【0127】

そして例えばスイッチング素子Q1がオンとなったときには、そのスイッチング出力として、共振電流検出巻線NDを介して一次巻線N1及び直列共振コンデンサC1に共振電流が流れるが、この共振電流が0となる近傍で、スイッチング素子Q1がオフとなるとともに、スイッチング素子Q2がオンとなる。これにより、

スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS及びZCSにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子Q1、Q2のオン/オフ動作に伴い、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時の短期間においては、一次側部分電圧共振コンデンサC_pに電流が流れる。つまり、部分共振電圧動作が得られる。

【0128】

なお、絶縁コンバータトランスPITの二次側回路構成は、上記図1と同一であるため、ここでは説明を省略する。

【0129】

図10は、上記図9に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示す波形図である。ここでは、交流入力電圧V_{AC}=100V、負荷電力P_o=200W時の条件での動作波形が示されている。

まず、スイッチング素子Q2に流れるスイッチング出力電流（ドレイン電流）I_{Q2}は、図10（b）に示すようにして、スイッチング素子Q2がオンとなる期間T_{ON}において流れ、オフとなる期間T_{OFF}において0レベルとなっている。

また、一次側部分電圧共振コンデンサC_pが並列接続されたスイッチング素子Q2の両端電圧V_{Q2}は、図10（a）に示すようにして、スイッチング素子Q2がオフとなる期間T_{OFF}においては、直流入力電圧E_iのレベルでクランプされ、オフとなる期間T_{ON}においては0レベルとなる波形が得られる。

【0130】

また、上記したスイッチング動作が得られることで、一次巻線N1には、図10（d）に示す波形による一次巻線電流I₁が流れる。この一次巻線電流I₁は、図示するようにして、期間T_{ON}では正極性で、期間T_{OFF}では負極性となるようにして、スイッチング周期に応じて極性が反転する波形となっている。

またこのときの一次巻線N1の両端電圧V₁は、図10（c）に示すような波形となる

【0131】

また、この電源回路の二次側においては、二次巻線N2のセンタータップと二

次側アースとの間には、図 1 0 (g) に示すような二次側電流 I_D が流れ、二次巻線 N2 の巻始め端部側と二次側アース間には、図 1 0 (e) に示すような波形の電圧 V_2 が得られることになる。また、二次巻線 N2 を流れる二次側電流 I_2 は図 1 0 (f) のように示される。さらに二次巻線 N2 に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサ C_2 には、図 1 0 (h) に示すような波形の部分共振電流 I_{C2} が流れることになる。

【 0 1 3 2 】

そして、このような構成を採る第 3 の実施の形態としての電源回路においても、上記図 8 と同様の特性を有することから、上記図 5 に示した電源回路と同様の効果である軽負荷時から重負荷時にわたって電力変換効率の向上を図ることができる。

【 0 1 3 3 】

以上、各種実施の形態を説明してきたが、本発明としてのスイッチング電源回路では、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 の巻線数としては、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧が約 5.9 V/T または 5.87 V/T 程度となるように、二次巻線 N2 または一次巻線 N1 の巻線数を選定した場合を例に挙げて説明したが、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧としては、約 5.0 V/T 程度以上となるように一次巻線 N1 または二次巻線 N2 の巻線数を選定すれば、これで説明した効果が得られる。

【 0 1 3 4 】

また、本発明としてのスイッチング電源回路としては、上記各実施の形態としての構成に限定されるものではなく、例えば、要部の部品素子の定数などは適宜、各種条件に応じて適切な値に変更されればよい。

また、第 1 の実施の形態ではスイッチング素子 Q1 ~ Q4 に対して自励発振回路を設けたが、例えばスイッチング素子 Q1 ~ Q4 を MOS - F E T や I G B T で形成する場合、これに対応して他励発振回路によってスイッチング動作させる構成としてもよい。

【 0 1 3 5 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。また、この場合には、二次側に対しても二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。そのうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線との結合係数を所要の結合係数以下の疎結合にすると共に、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように一次巻線と二次巻線の巻線数を選定するようにしている。

【0136】

即ち、本発明のスイッチング電源回路は、一次側電流共振形コンバータ、一次側部分電圧共振回路、及び二次側部分電圧共振回路による複合共振形コンバータとして、疎結合の絶縁コンバータトランスによる一次側から二次側への電力伝送を行うようにされている。そしてこの構成の下で、絶縁コンバータトランスの一次巻線と二次巻線の巻線数を上記した条件の下で設定するようにしている。これによつては、一次巻線または二次巻線の巻線数がその分増加されることになるが、これに伴って、一次巻線または二次巻線のリーケージインダクタンスも増加されることとなる。これにより、軽負荷時から重負荷時において一次側電流の減少させることが可能になる。このようにして入力電力の低減を図ることで、軽負荷時から重負荷時において電力変換効率の向上を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図2】

第1の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図3】

第1の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

【図4】

第1の実施の形態のスイッチング電源回路の二次側回路の他の構成例を示した図である。

【図 5】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図 6】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 7】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 8】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

【図 9】

第 3 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図 1 0】

第 3 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 1 1】

本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

【図 1 2】

本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの他の構造例を示す断面図である。

【図 1 3】

先行技術としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 1 4】

先行技術としてのスイッチング電源回路の他の構成例を示す回路図である。

【図 1 5】

図 1 3 に示したスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 1 6】

図 1 3 に示したスイッチング電源回路の A C / D C 電力変換効率の特性の説明図である。

【図 1 7】

先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の構成例を示す回路図であ

る。

【図 18】

図 17 に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である

。

【図 19】

図 17 に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である

。

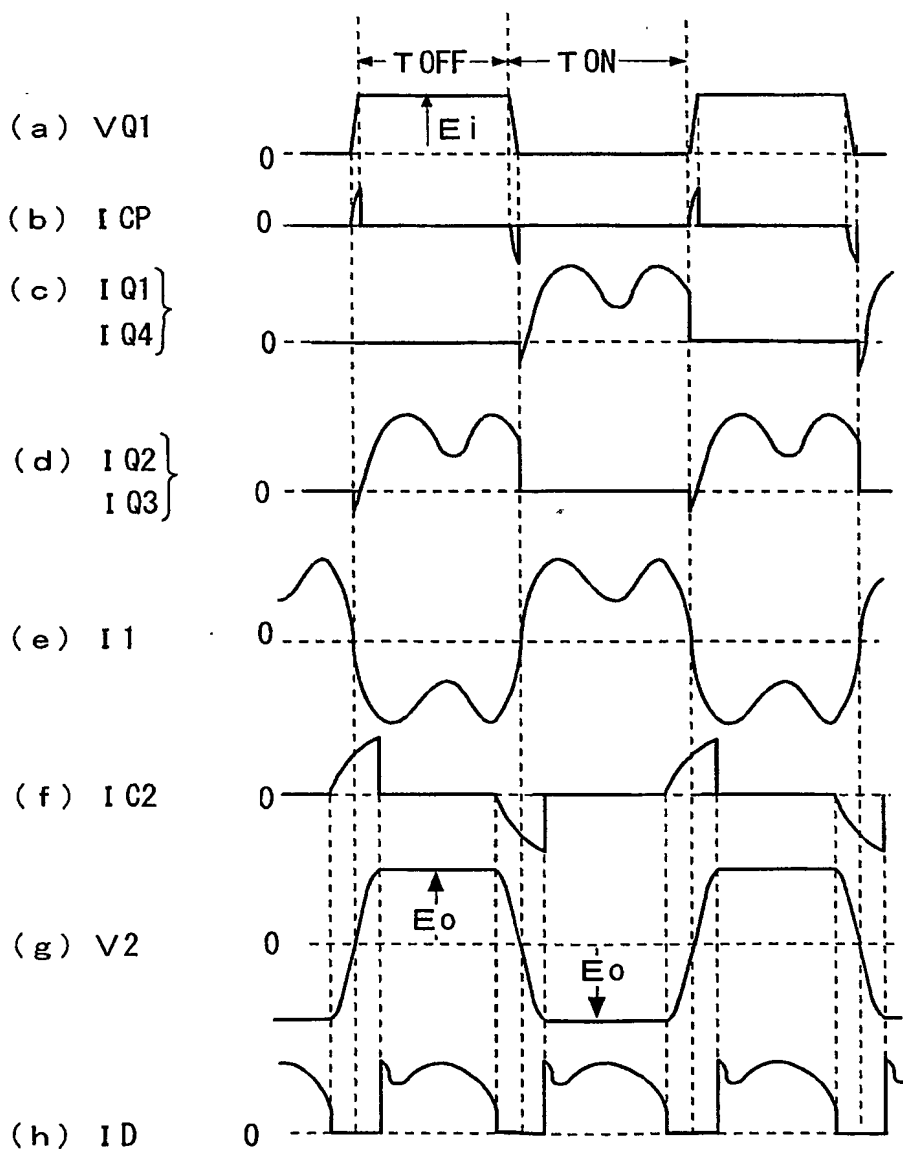
【図 20】

図 17 に示したスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

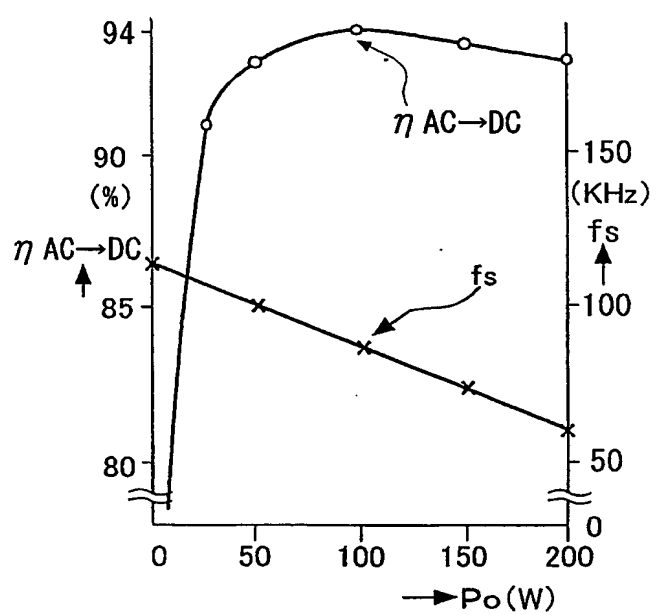
【符号の説明】

1 制御回路、発振・ドライブ・保護回路、Di ブリッジ整流回路、Ci 平滑コンデンサ、Q1 Q2 Q3 Q4 スwitching素子、PIT 絶縁コンバータトランス、N1 一次巻線、N2 二次巻線、C1 一次側直列共振コンデンサ、Cp Cp1 Cp2 一次側部分電圧共振コンデンサ、C2 二次側部分電圧共振コンデンサ

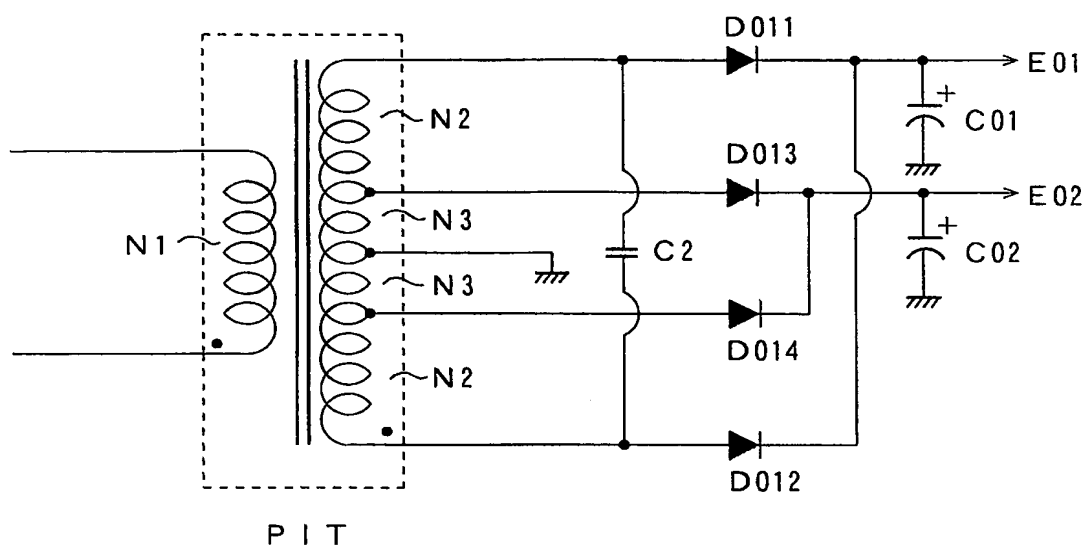
【図 2】



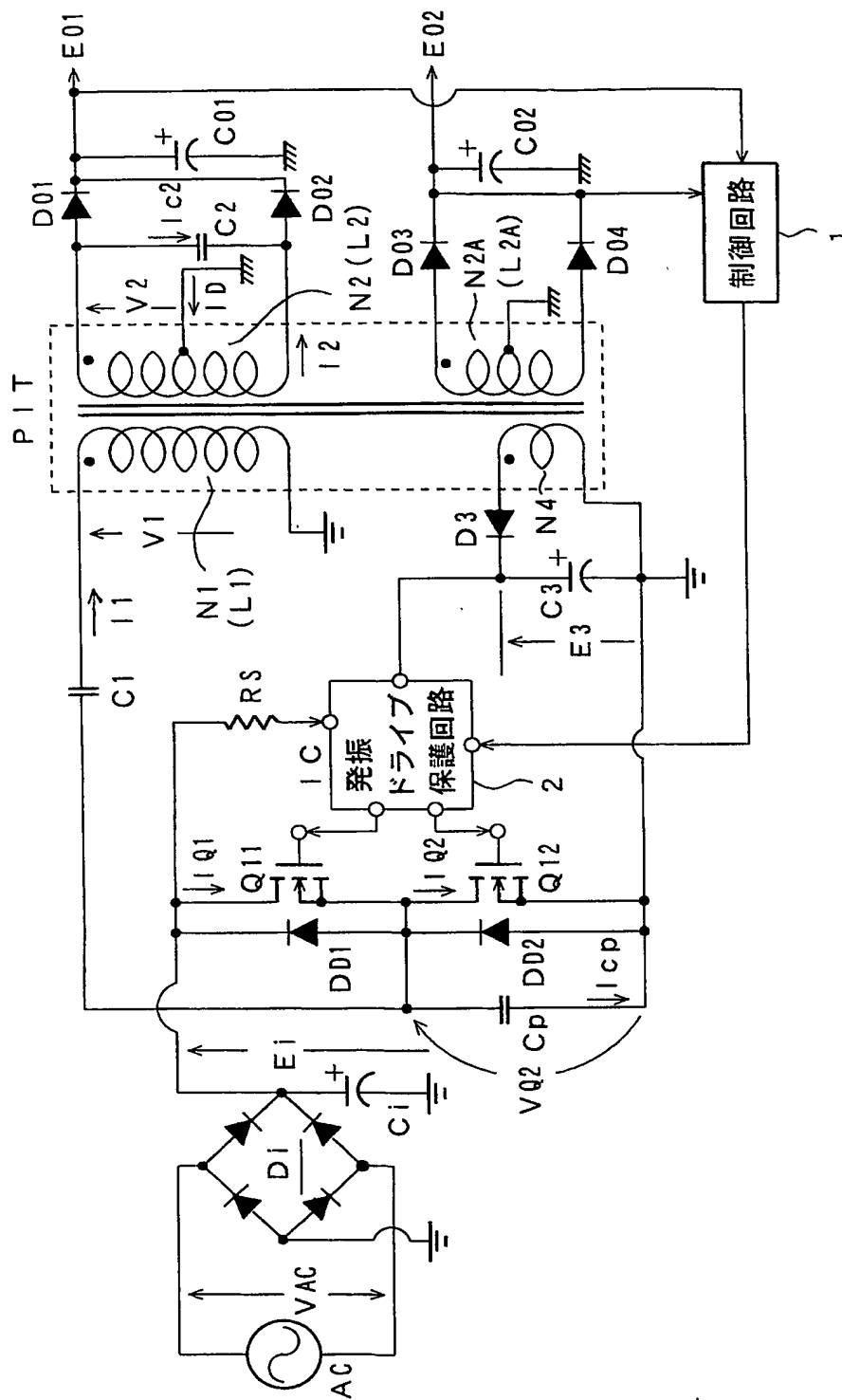
【図3】



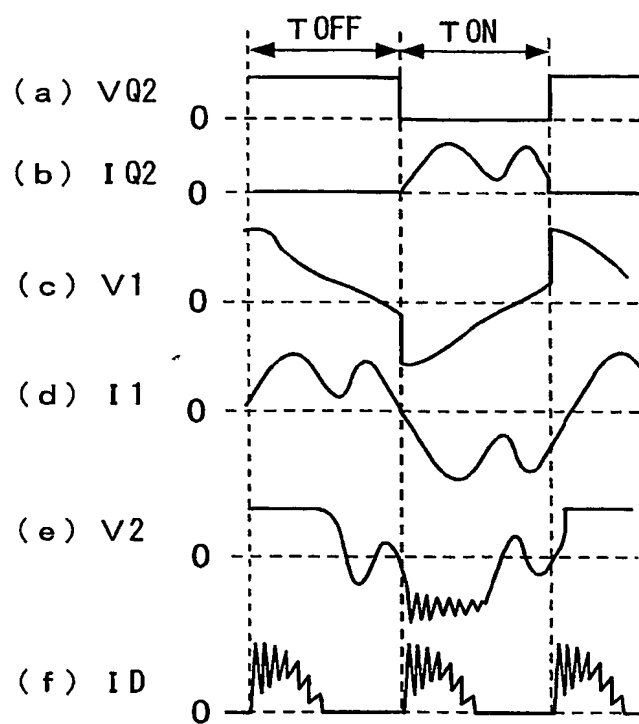
【図 4】



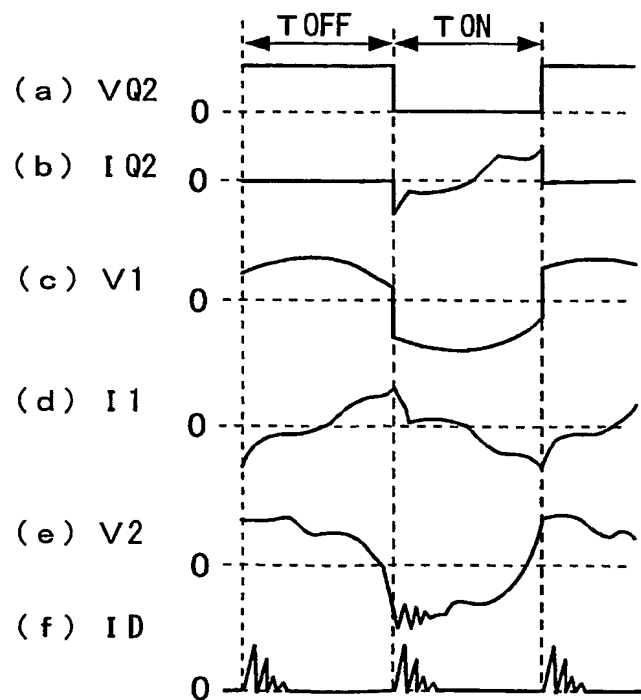
【図 5】



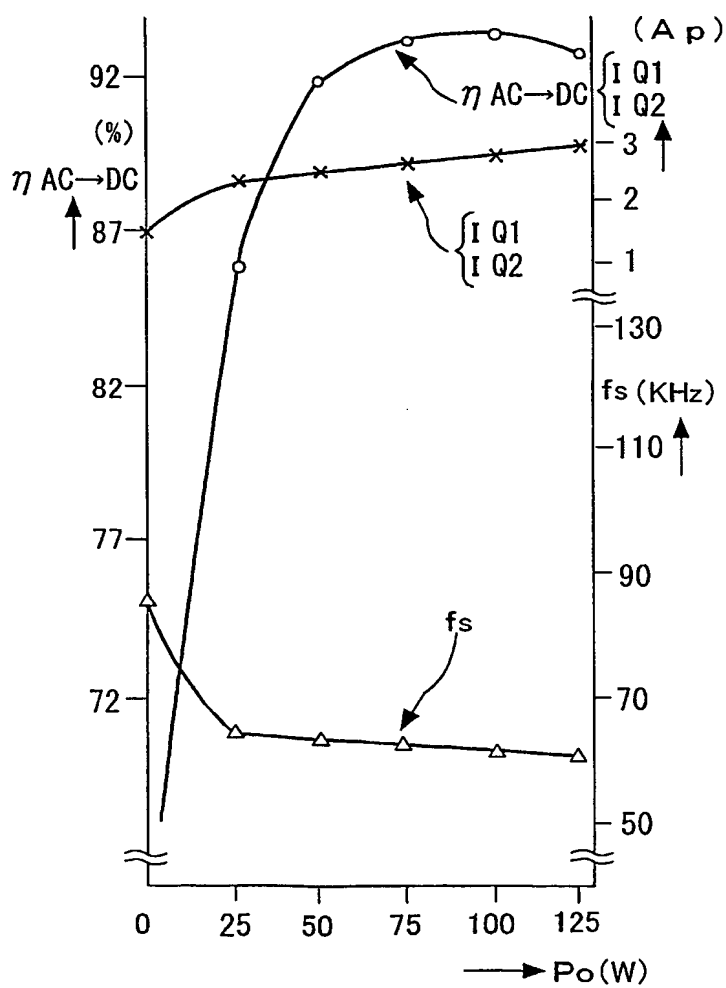
【図 6】



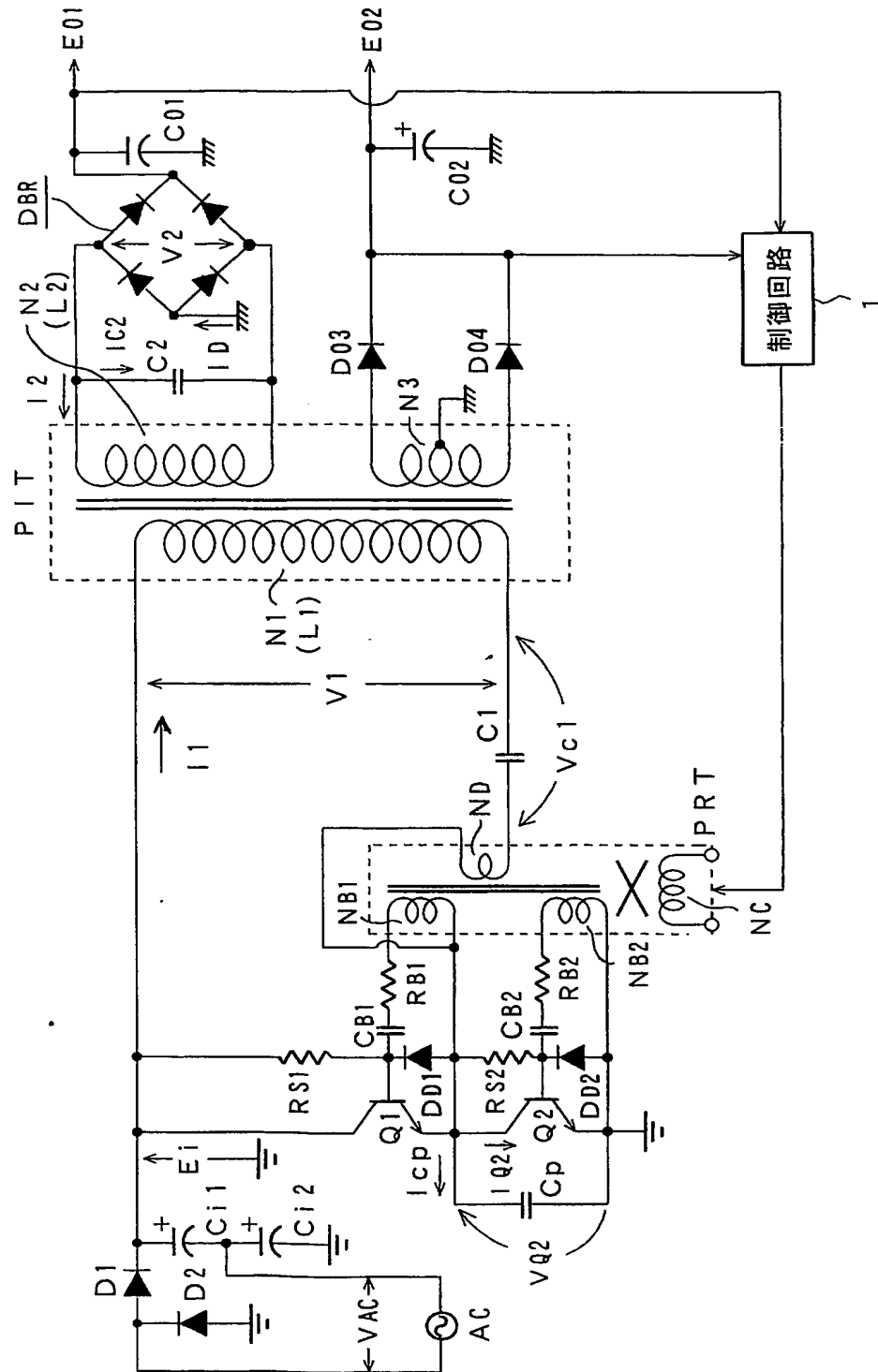
【図 7】



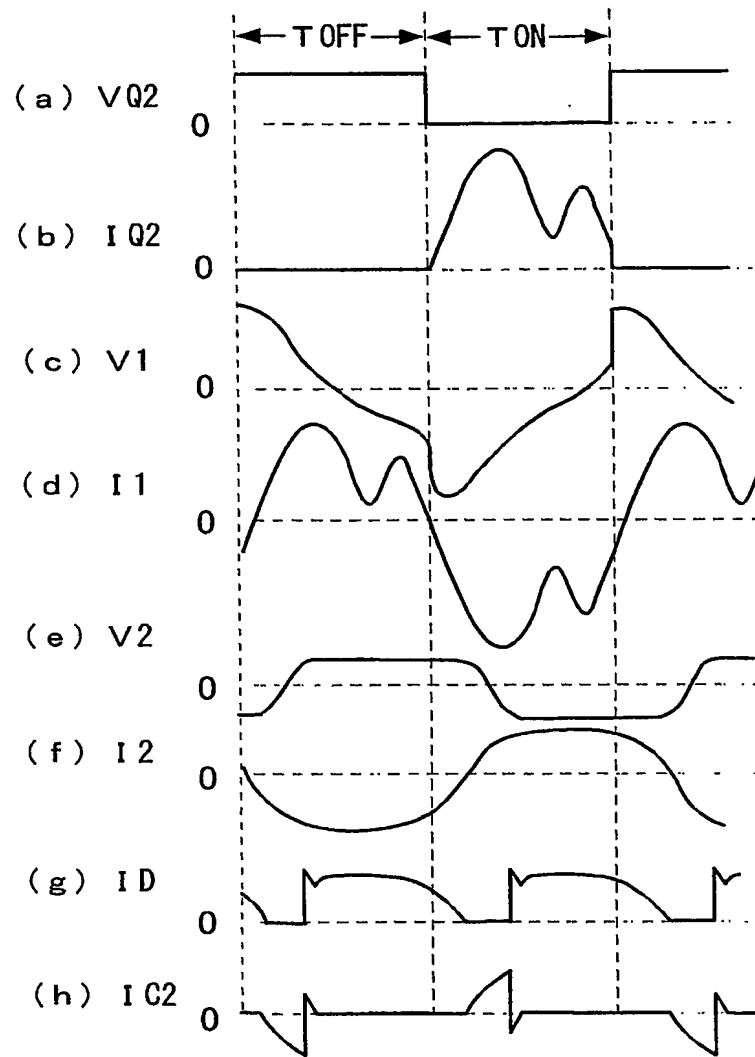
【図 8】



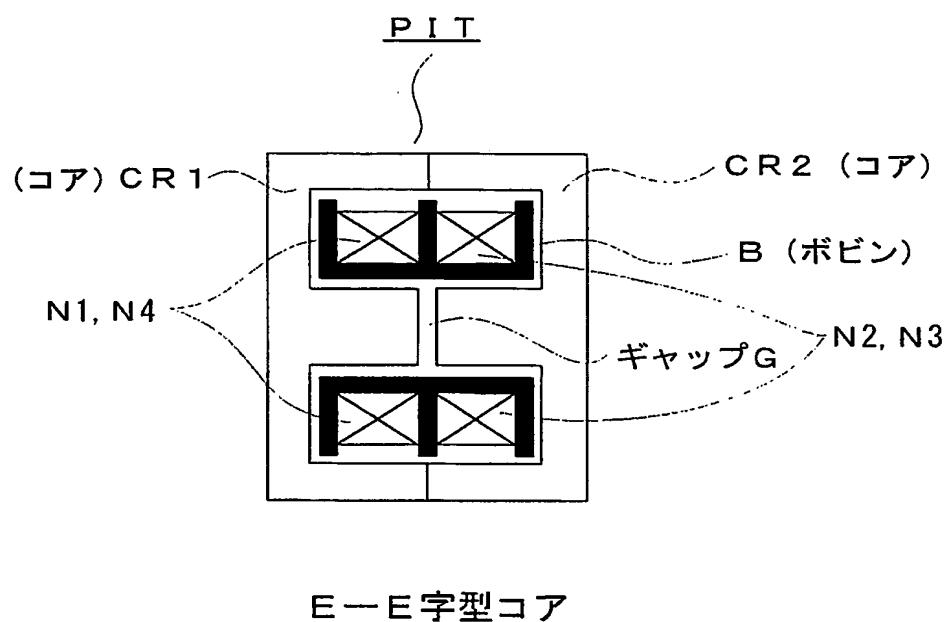
【図 9】



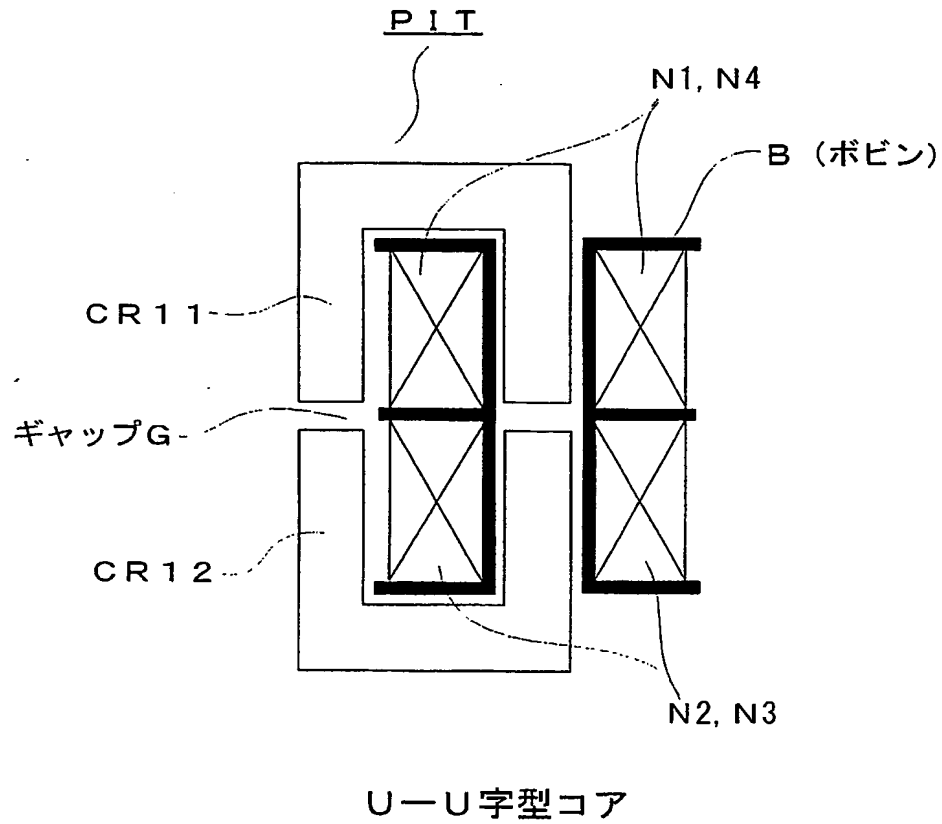
【図 10】



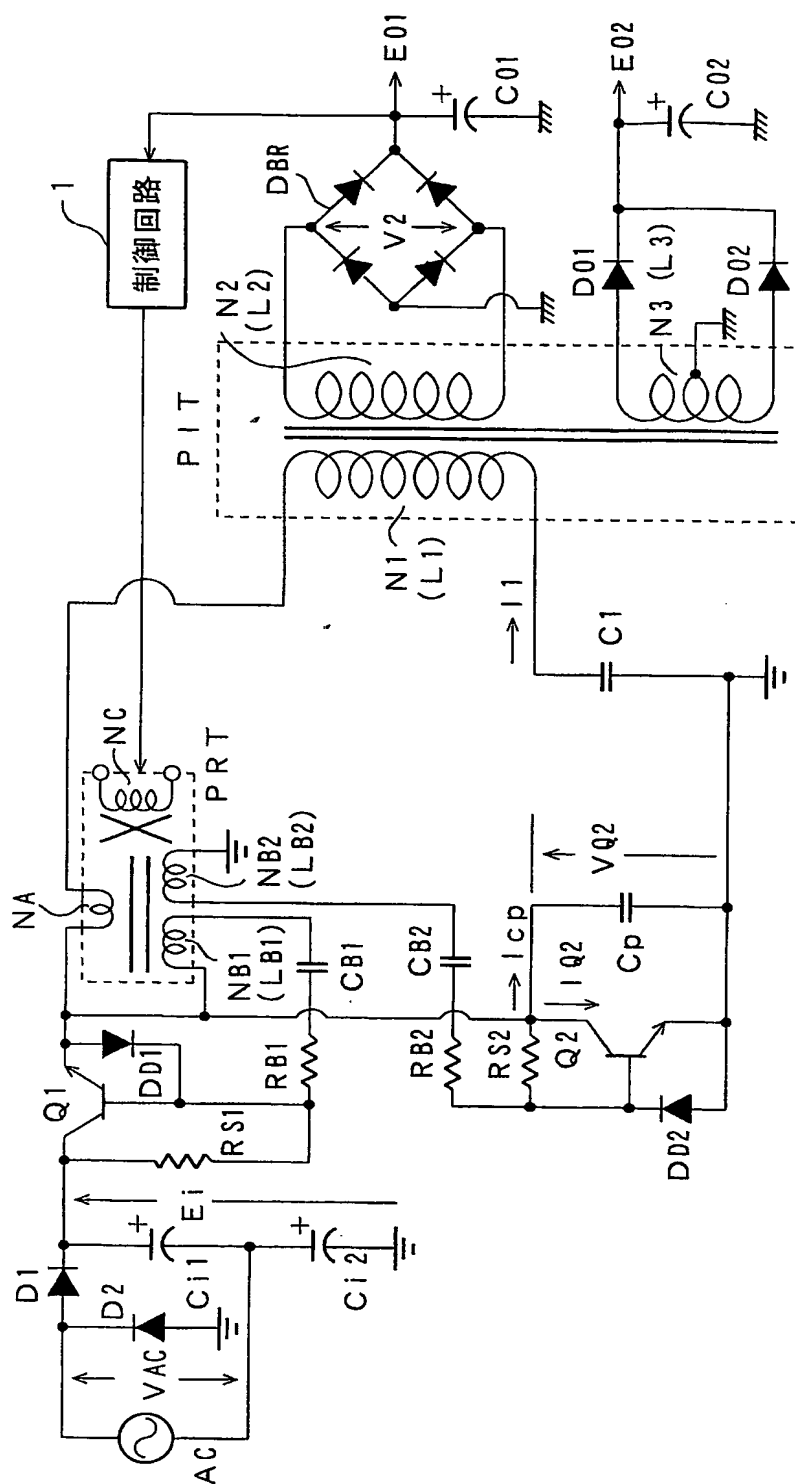
【図 11】



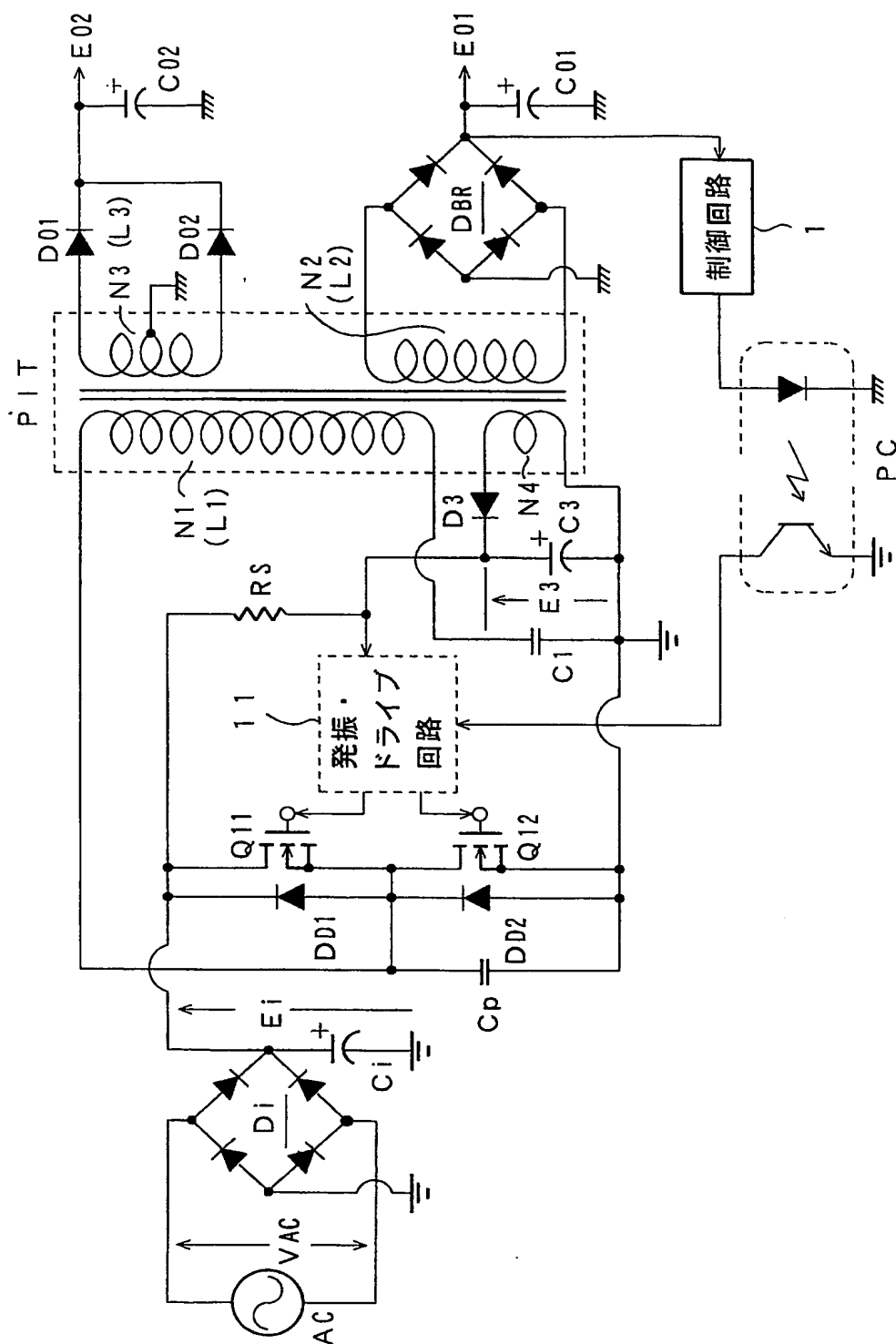
【図 12】



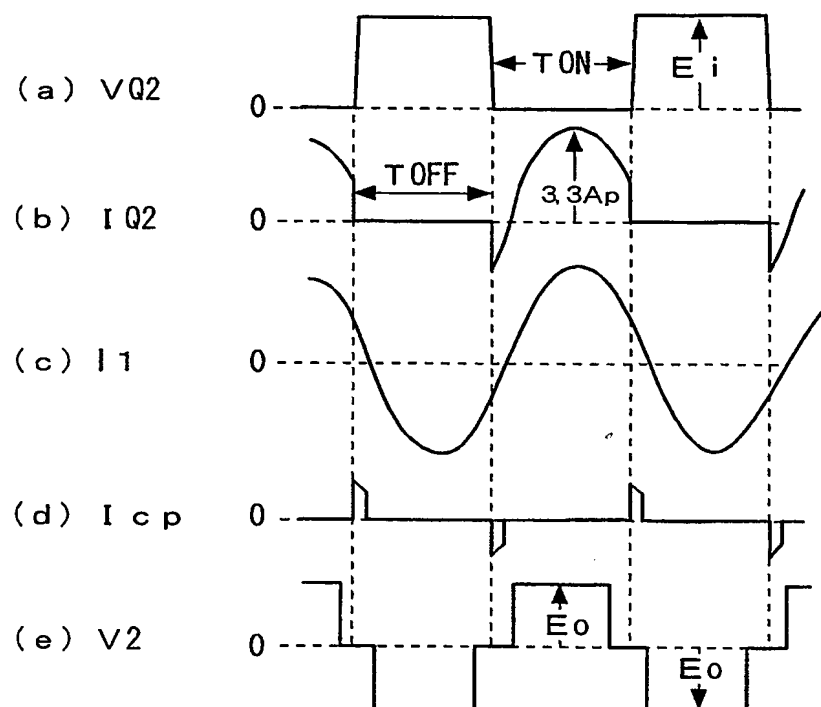
【図 13】



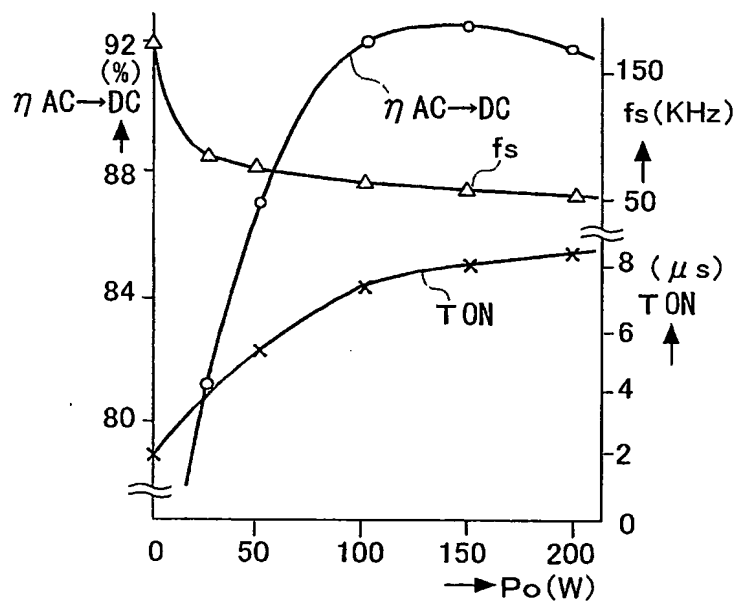
【図 14】



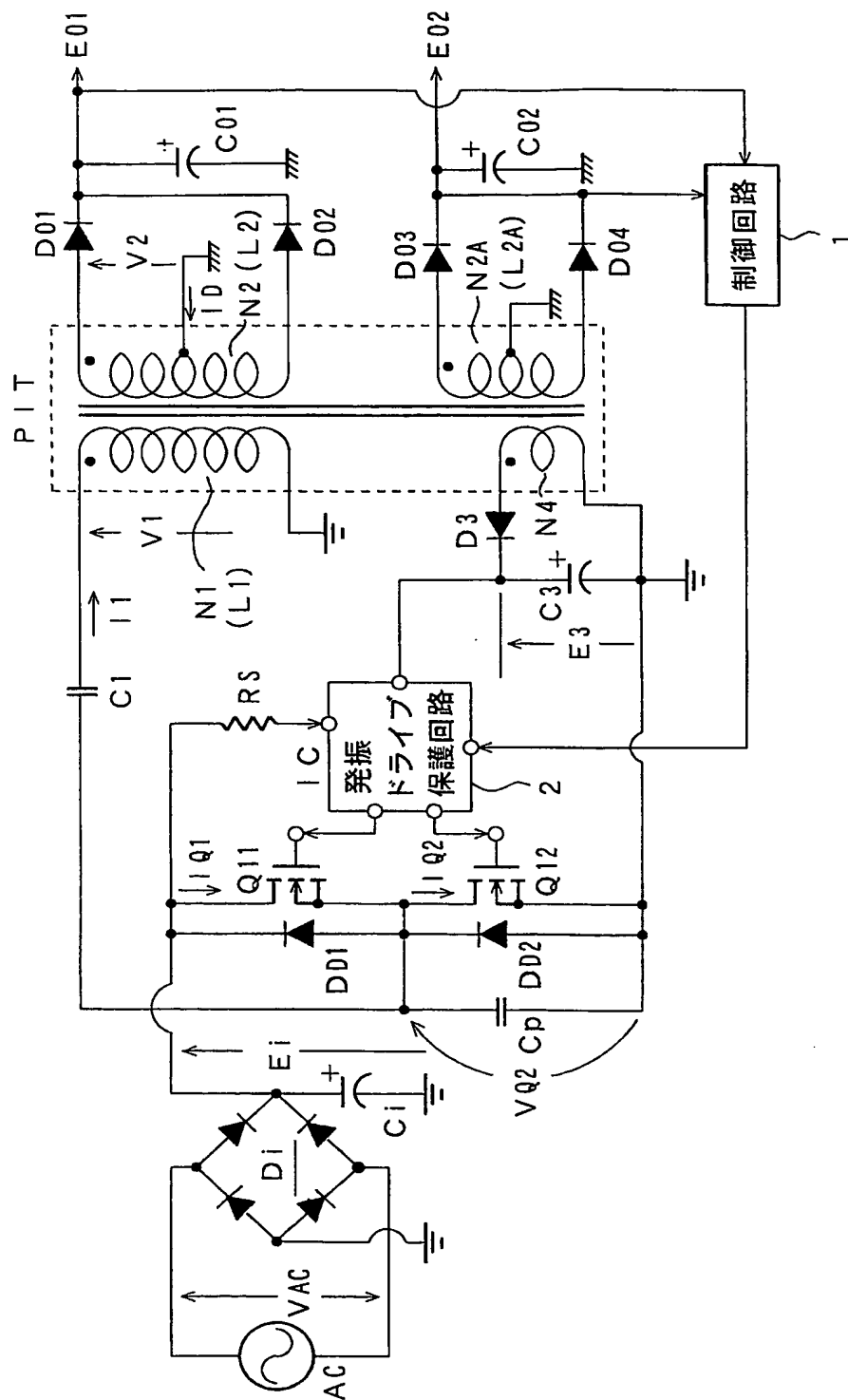
【図15】



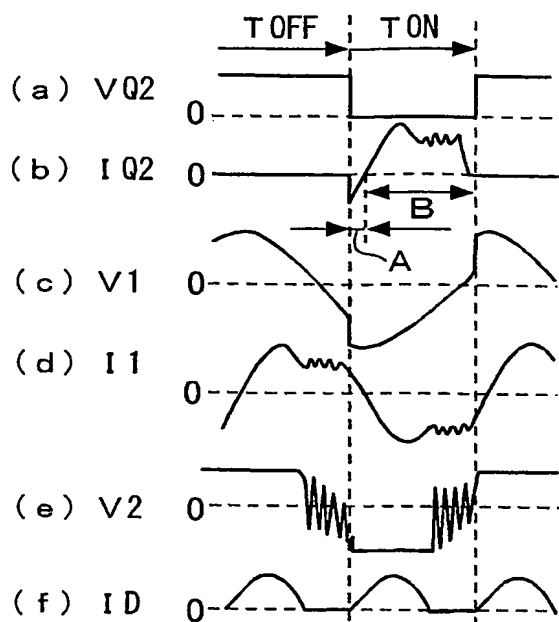
【図 16】



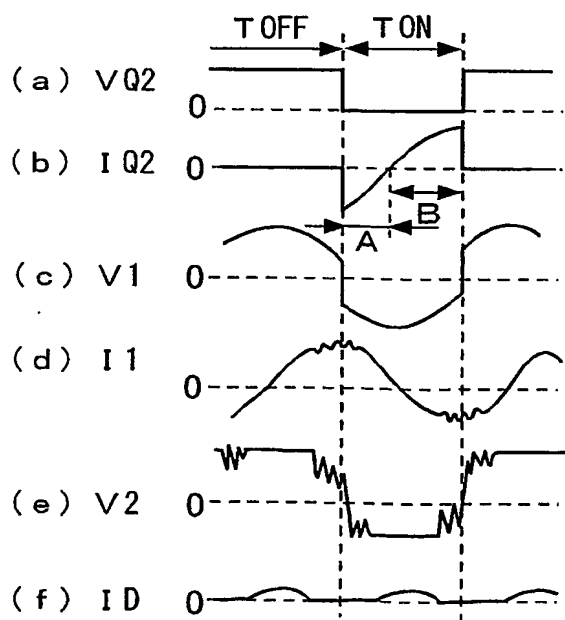
【図 17】



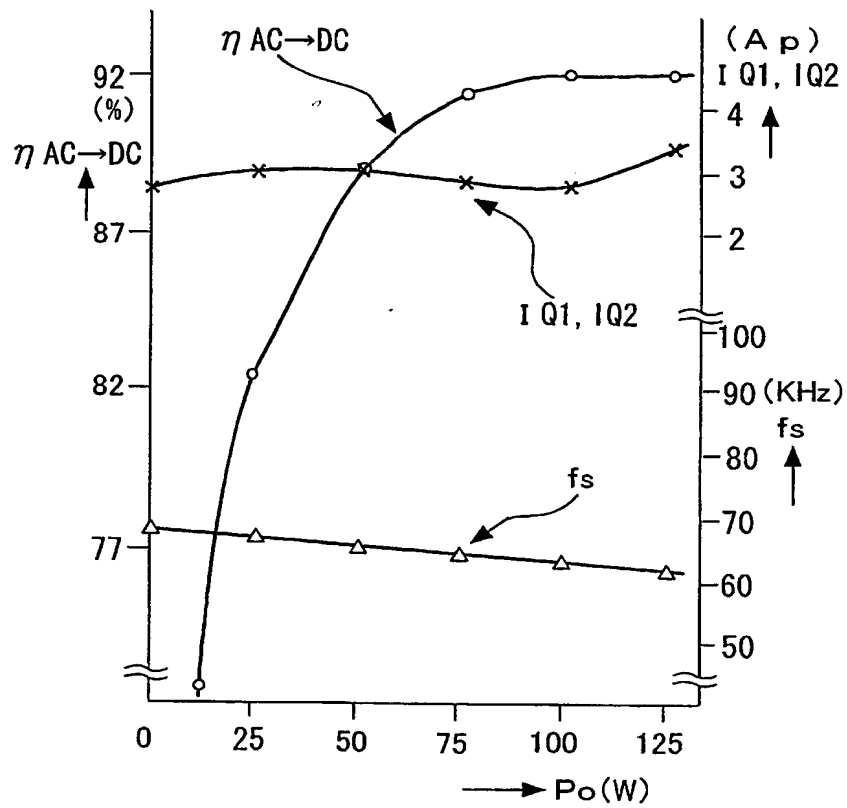
【図18】



【図19】



【図 20】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 軽負荷時から重負荷時にわたって複合共振形コンバータの電力変換効率の向上を図る。

【解決手段】 一次側に4つのスイッチング素子Q1～Q4により構成したフルブリッジ結合の電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路、複合共振コンバータにおいて、一次側直流入力整流回路を全波整流回路によって構成したうえで、絶縁コンバータトランスPITのコアのギャップGを2.0mm以上にして、一次巻線N1と二次巻線N2の結合係数を0.81程度の疎結合にする。さらに二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が5V以上となるように、二次巻線N2の巻線数を選定すると共に、二次巻線N2に対して二次側部分電圧共振回路を並列に接続する。このように構成すれば、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL21と、二次側部分電圧共振コンデンサC2との部分電圧共振作用によって、軽負荷時から重負荷時の一次側電流の減少を図ることが可能になる。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2002-233631
受付番号	50201194050
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成14年 8月15日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】

申請人

【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階
【氏名又は名称】	脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所
【氏名又は名称】	鈴木 伸夫

次頁無

特願 2002-233631

出願人履歴情報

識別番号

[000002185]

1. 変更年月日

1990年 8月30日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川6丁目7番35号

氏 名

ソニー株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.